TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXXII - Aprile 1960
NUMERO
4
LIRE 350

# Heathkit®

**A SUBSIDIARY DAYSTROM INC.**

# Voltmetro Elettronico

**CARATTERISTICHE**

| | |
|---|---|
| **VOLTMETRO ELETTRONICO IN C.C.** | |
| 7 scale | 1,5, 5, 15, 50, 150, 500 e 1500 V di fondo scala con puntale aggiuntivo si può ottenere un fondo scala di 30.000 Volt |
| Resistenza d'ingresso | 11 megaohm (1 MΩ nel puntale) per tutte le scale<br>Con il puntale aggiuntivo 1.100 MΩ |
| Sensibilità | 7.333.333 ohm per Volt sulla scala 1,5 V |
| Circuito | Ponte bilanciato (push-pull) facente uso di un doppio triodo |
| Precisione | ± 3% fondo scala |
| **VOLTMETRO ELETTRONICO IN C.A.** | |
| 7 scale a valore efficace | 1,5, 5, 15, 50, 150, 500, 1500 Volt fondo scala, valore efficace (ossia 0,707 del picco positivo) |
| Precisione | ± 5% fondo scala |
| 7 scale a valore picco-picco | 4, 14, 40, 140, 400, 1400 4000 Volt |
| **OHMMETRO ELETTRONICO** | |
| 7 scale | Scala con 10 ohm al centro x 1, x 10, x 100, x 1000, x 10 K, x 100 K, x 1 Meg - Misura da 0,1 ohm a 1000 MΩ con batterie interne. |
| Strumento | 200 microampere, 112 m/m di scala<br>Custodia in polystyrene |
| Resistenze | di precisione tarate all'1% |
| Piastre di montaggio | Circuiti stampati, incisione metallica con piattina di rame da 0,35 m/m su piastra di materiale fenolico da 2,5 m/m |
| Tubi elettronici | 1-12AU7; doppio triodo del ponte di misura - 1-6AL5; doppio diodo; rettificatore doppia onda |
| Batteria | 1,5 Volt |
| Dimensioni | Altezza 18 cm; larghezza 12 cm; profondità 10,3 cm |
| Peso (imballo compreso) | ca 3,15 Kg |
| Alimentazione | 105 - 125 Volt - 50÷60 Hz - 10 Watt |

**il più conosciuto**
**il più venduto**
**il più apprezzato**

**modello**
*V-7A*

**costruitelo voi stessi,**
**sarà il vostro divertimento**

---

**rappresentante generale per l'Italia:**

**Soc.r.l. S.I.S.E.P.**

**organizzazione commerciale di vendita:**

**Soc.r.l. LARIR · Milano · p.zza 5 giornate n. 1**
**telefoni: 795762-3**

ANNO XXXII

4

APRILE 1960 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA



SOMMARIO

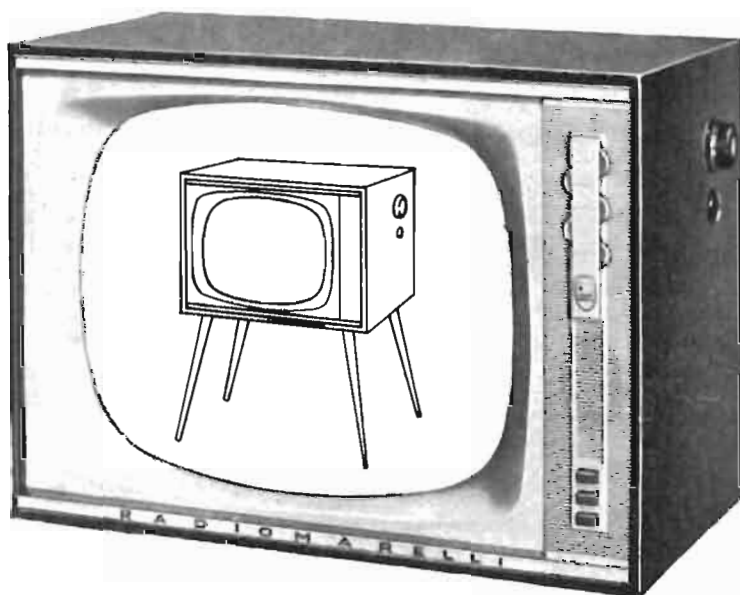


Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

# NOVITA' RADIOMARELLI

**La marca più diffusa che dà prestigio ad ogni casa**

**RV 515**
21" - 110°
L. 195.000 (t. r. compr.)

## DA PREFERIRSI PERCHÉ:

- poco profondo, grazie all'adozione dello speciale angolo di deflessione a 110°
- è un elegantissimo mobile in legno pregiato, trasformabile in consolle avvitandovi 4 gambe metalliche (L. 2.000)
- consente una ricezione fedele e stabile dell'immagine ed una assoluta precisione di dettaglio.
- ha una riproduzione sonora di qualità elevata con 2 altoparlanti di cui uno frontale (comandi di tono a tasti)
- è predisposto o pronto per il 2° programma.

**RD 214**
RADIO ANIE - L. 23.500 (t. r. compr.)

## DA PREFERIRSI PERCHÉ:

- è un elegante soprammobile in legno pregiato, di piccolo ingombro
- è un 5 valvole con 7 funzioni di valvole effettive
- ha l'antenna magnetica incorporata
- ha un'alimentazione universale da 110 a 220 V.
- assicura un'ottima ricezione in tutta la gamma delle onde medie.

**Il sicuro funzionamento di ogni apparecchio Radiomarelli è garantito da 20 Fillali e 4.000 Rivenditori.**

***Radio - Televisori - Elettrodomestici***

# RADIOMARELLI

**Richiedete catalogo gratis alla Radiomarelli,**
**Corso Venezia 51, Milano o presso i suoi 4.000 Rivenditori in Italia.**

4

dott. ing. Alessandro Banfi

# Aperta l'era dello «stato solido»

*Già da parecchi anni in qua, stiamo assistendo al prodigioso sviluppo di una scienza e di una tecnica essenzialmente importante sulle peculiari proprietà di materiali e sostanze solide.*

*Fra queste emergono i «semiconduttori» che hanno dato vita a tutta la vasta famiglia dei diodi e dei transistori che va sempre più imponendosi nella moderna tecnica elettronica.*

*Chi scrive queste note ha avuto occasione di assistere nei giorni scorsi ad una interessante e lucida esposizione da parte di un notissimo scienziato americano, il Prof. Jacob Millman della Columbia University, su questo importante argomento.*

*Il Prof. Millman con chiara e sicura parola ha passato in rapidissima ma completa rassegna la fisica e l'evoluzione dei semiconduttori utilizzati in circuiti elettronici.*

*In modo particolare si è soffermato nel confronto fra i transistori ed i classici tubi elettronici nelle applicazioni circuitali generali.*

*L'interessante e dotta esposizione del Prof. Millman, coincide con la crescente diffusione delle applicazioni dei transistori in tutto il campo elettronico.*

*In modo particolare stiamo assistendo ad una vera e propria evoluzione radicale della tecnica dei radio-ricevitori con sostituzione dei transistori alle classiche valvole termoioniche.*

*Iniziata timidamente con ricevitori di tipo portatile o tascabile, la produzione dei ricevitori radiofonici si va via via transistorizzando anche nei tipi di maggior potenza per ascolto in sede fissa.*

*Tre sono le ragioni principali che accelerano tale evoluzione:*

1°) *la durata estremamente lunga (pressochè illimitata) dei transistori;*

2°) *l'abolizione del vincolo del cordone-spina per l'alimentazione del ricevitore a valvole;*

3°) *il costo d'esercizio minore del ricevitore a transistori;*

*il costo del rinnovo pile a secco è inferiore al consumo d'energia elettrica di un normale 5 valvole.*

*Il costo dei transistori si è ridotto ad un terzo circa della cifra richiesta tre anni or sono.*

*La moderna tecnologia costruttiva dei radioricevitori ha ridotto altresì i costi di produzione.*

*Un ricevitore a transistori, anche se viene a costare leggermente di più di un uguale ricevitore a valvole, gode oggi della preferenza del pubblico, sia per le varie ragioni sopracitate, sia per il suo sapore di modernismo che viene ad assumere nei confronti dei vecchi tipi a valvole.*

*Ma dove la diffusione del ricevitore a transistori ha accusato un ritmo travolgente è nei piccoli modelli tascabili.*

*Tali ricevitori a 6 o 7 transistori hanno assunto dimensioni veramente minime pur conservando un rendimento soddisfacente. Il loro prezzo è praticamente abbordabile da quasi tutte le borse e la produzione giapponese di tali apparecchi ha invaso l'intero mondo.*

*La produzione nazionale sta facendo sforzi per allinearsi con la concorrenza giapponese il cui segreto del basso prezzo consiste unicamente nel costo della mano d'opera locale (l'equivalente di circa 20.000 lire mensili per gli operai e di circa 25.000 mensili per gli impiegati), ed ha già raggiunto risultati confortanti soprattutto adottando processi tecnologici che riducono l'impiego di mano d'opera.*

(il testo segue a pag. 183)

dott. ing. Angelo Pistilli

# Gli amplificatori parametrici

(parte terza di tre parti)

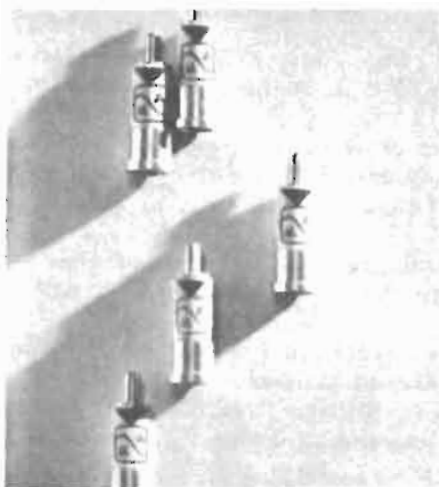



Fig. 1 - Alcuni diodi varactor di produzione Microwave Associates, Inc.

## 5. - ESEMPIO DI CALCOLO.

Si debba progettare un amplificatore parametrico di guadagno 20 dB (rapporto fra le potenze 100) essendo $f_i = 3000$ MHz, $f_M = 4000$ MHz, $f_o = 7000$ MHz. Il diodo (varactor) da usare sia HPA 2810 di cui abbiamo già riportato le caratteristiche. Si desideri inoltre una larghezza di banda di 2 MHz.
Dalla [34] si ricava, ricordando che per $f_i = 3000$ MHz si ha $Q_{di} = 15$:

$$G_{di} = \frac{1}{r\,(Q_{di}^2 + 1)} = \frac{1}{3{,}5\,(225 + 1)} = \frac{1}{790} = 1{,}27 \cdot 10^{-3}\ \text{S}. \qquad [111]$$

Supponiamo che l'impedenza del generatore e del carico siano entrambe di 50 Ω cioè $R_g = R_c = 50\ \Omega$, per cui:

$$G_g = G_c = 2 \cdot 10^{-2}\ \text{S}. \qquad [112]$$

Supponiamo trascurabili le perdite del circuito d'ingresso ($G_{gi} \simeq 0$) e poniamo per $\mu_g$ un valore abbastanza alto in modo da rendere piccolo il fattore di rumore (relazione [106]). Posto $\mu_g = 10$ dalla [103] si ricava:

$$\mu_g = \frac{G_g'}{G_{di}'} = 10 \qquad \text{da cui} \qquad G_{di}' = 0{,}1\ G_g'. \qquad [113]$$

Poniamo alla stessa distanza dai fondelli della cavità coassiale che costituisce il circuito d'ingresso i bocchettoni d'ingresso e di carico, per cui, tenendo conto della [112], si ha:

$$G_g' = G_c'. \qquad [114]$$

Tenendo conto delle [113] e [114], nonchè dell'ipotesi $G_{pi} \simeq 0$ la [104] fornisce:

$$G_i' = G_g' + G_c' + G_{di}' + G_{pi} = 2{,}1\ G_g'. \qquad [115]$$

Desiderando un guadagno di 20 dB ($A_{\Omega i} = 100$), tenendo conto delle [114] e [115], la [107] si scrive:

$$A_{\Omega i} = 100 = \frac{4\ G_g'\ G_c'}{G_i'^2\,(1 - a)^2} = \frac{4\ G_g'^2}{(2{,}1)^2\ G_g'^2\,(1 - a)^2} = \frac{4}{4{,}4\,(1 - a)^2}$$

da cui:

$$(1 - a)^2 = \frac{4}{440} = \frac{1}{110}\ ; \qquad 1 - a = \frac{1}{10{,}5}\ ; \qquad a = 0{,}905. \qquad [116]$$

Essendo:

$$\frac{1}{K_{ig}} = \frac{G_{pi}}{G_{gi}} \simeq 0\ ; \qquad \frac{1}{\mu_g} = 0{,}1\ ; \qquad \frac{G_i'}{G_g'} = 2{,}1.$$

Sostituendo nella [106] e tenendo conto della [116] si ricava il fattore di rumore:

$$F = 1 + 0{,}1 + \frac{3 \cdot 10^9}{4 \cdot 10^9}\ 0{,}905 \cdot 2{,}1 = 2{,}525 \text{ pari a } 4{,}03\ \text{dB}.$$

Circa la larghezza di banda, dalla [109] si ricava, ricordando le [105] e [116]:

$$2 \cdot 10^6 = B = \frac{G_i - G}{G\,Q_M}\ f_M = \frac{G_i' - G'}{G'\,Q_M}\ f_M = \frac{(1 - 0{,}905)\ G_i'}{0{,}905\ G_i'} \cdot \frac{4 \cdot 10^9}{Q_M}$$

da cui:

$$Q_M = \frac{0{,}0995}{0{,}905} \cdot 2 \cdot 10^3 = 220 \qquad [117]$$

valide con la condizione [110] che afferma:

$$a \left(\frac{\Omega_i}{Q_M}\right) Q_M = 0{,}905\ \frac{3 \cdot 10^9}{4 \cdot 10^9} \cdot 220 = 149{,}2 \gg Q_i. \qquad [118]$$

Polarizziamo il diodo con $-2$ V. In questo punto di lavoro per il nostro varactor (HPA 2800) si ha, come si rileva dalle caratteristiche (fig. 5) e come del resto abbiamo già trovato al § 3*a*:

$C_1 = 1$ pF ; $D = 0{,}5$ pF/V.

Dalla [15], ricordando che $Q_{di} = 15$ si ricava:

$$C_{di} = \frac{10^{-12}}{1 + \frac{1}{225}} \simeq 10^{-12} F = 1 \text{ pF}.$$

Dalle [105] e [116] si ricava, tenendo conto della [115]:

$$G' = a\,G_i' = 0{,}905 \cdot 2{,}1\,G_g' = 1{,}9\,G_g'. \qquad [119]$$

Ricordando la [113] e la [119] si ottiene, osservando che $G_{di}$ e $G$ si manifestano ai morsetti del varactor e quindi, visti ai capi del circuito d'ingresso, subiscono lo stesso rapporto di trasformazione:

$$\frac{G}{G_{di}} = \frac{G'}{G_{di}'} = \frac{1{,}9\,G_g'}{0{,}1\,G_g'} = 19. \qquad [120]$$

Dalle [111] e [120] si ricava pertanto:

$$G = 19 \cdot 1{,}27 \cdot 10^{-3} = 2{,}42 \cdot 10^{-2} \text{ S}. \qquad [121]$$

Osserviamo ora che, essendo per il nostro varactor $r = 3{,}5\ \Omega$; $C_1 = 1$ pF si ha:

$$Q_{dM} = \frac{1}{r\,\Omega_M\,C_1} = \frac{1}{3{,}5 \cdot 6{,}28 \cdot 4 \cdot 10^{9} \cdot 10^{-12}} = 11{,}38.$$

Per cui dalla [15] si ricava:

$$G_{dM} = \frac{1}{r\,(1 + Q_{dM}^2)} = \frac{1}{3{,}5\,(1 + 129{,}5)} = \frac{1}{456} = 2{,}19 \cdot 10^{-3} \text{ S}. \qquad [122]$$

Supponiamo, a causa dell'alto $Q_M$ richiesto, di non caricare affatto la cavità ($G_{cM} = 0$). Poniamo inoltre $G_{pM} = 0{,}31 \cdot 10^{-3}$ S, per cui, per la [23]:

$$G_M = G_{dM} + G_{pM} + G_{cM} = 2{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ S}. \qquad [123]$$

Pertanto dalla [46], tenendo conto delle [121] e [123] si ricava, ricordando la [14]:

$$D^2\,V_o^2 = 4\,C_2^2 = \frac{4 \cdot G\,G_M}{\omega_i\,\omega_M} = \frac{4 \cdot 2{,}42 \cdot 10^{-2} \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{9} \cdot 4 \cdot 10^{9} \cdot (2\pi)^2} = 5{,}125 \cdot 10^{-25}$$

$$D\,V_o = 7{,}2 \cdot 10^{-13}$$

e, ricordando che $D = 0{,}5$ pF/V, si ricava:

$$V_o = \frac{7{,}2 \cdot 10^{-13}}{5 \cdot 10^{-13}} = 1{,}44 \text{ V}.$$

Supponendo che l'oscillatore di pompaggio abbia una resistenza interna di 50 Ω ($R_{oo} = 50\ \Omega$; $G_{oo} = 2 \cdot 10^{-2}$ S) ed essendo $G_{do}$ e $G''$ molto minore di $G_{oo}$ la potenza dell'oscillatore di pompaggio vale, essendo $G_o \simeq 2 \cdot 10^{-2}$ S, secondo la [98]:

$P_p = V_o^2\,G_o = (1{,}44)^2 \cdot 10^{-2} = 41{,}5$ mW.

L'innesco delle autooscillazioni si ha quando:

$G' = G_i' = 2{,}1\,G_g'$

ed essendo

$$\frac{G'}{G'_{di}} = \frac{G}{G_{di}} = \frac{2{,}1\,G_g'}{0{,}1\,G'_g} = 21$$

si ha:

$G = 21 \cdot 1{,}27 \cdot 10^{-3} = 2{,}662 \cdot 10^{-2}$ S

applicando la [100] si ricava la potenza di pompaggio critica:

$$P_{pc} = \frac{4\,G\,G_M\,G_o}{\omega_i\,\omega_M\,D^2} = \frac{4 \cdot 2{,}662 \cdot 10^{-2} \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{-2}}{(2\pi)^2 \cdot 3 \cdot 10^{9} \cdot 4 \cdot 10^{9} \cdot 0{,}25 \cdot 10^{-26}} = 45{,}1 \text{ mW}.$$

La potenza di saturazione, cioè quella potenza oltre la quale la tensione di pompaggio è maggiore della tensione di polarizzazione ed il varactor lavora anche nel senso della conduzione, cioè della minor resistenza, si ottiene ponendo $V_o = 2$ V e vale quindi:

$P_p = V_o^2\,G_o = (2)^2 \cdot 2 \cdot 10^{-2} = 80$ mW.

È evidente che la potenza di pompaggio di saturazione non deve mai essere nè raggiunta nè superata, altrimenti, lavorando il varactor anche nel senso della minor resistenza, il comportamento dell'amplificatore parametrico risulterebbe completamente alterato venendo a lavorare, per una frazione del periodo dell'onda di pompaggio, come un mescolatore con una notevole perdita di conversione.

Fig. 2 - Amplificatore parametrico, studiato da F. S. Harris, con un fattore di rumore di circa 1 dB.

Per valori della potenza di pompaggio superiori alla potenza di pompaggio critica o ad essa uguali l'amplificatore parametrico si comporta come un oscillatore. Per valori della potenza di pompaggio inferiori alla potenza critica l'amplificatore parametrico si comporta correttamente e non dà luogo ad autooscillazioni.
Proponiamoci ora di dimensionare la cavità d'uscita. La cavità, data la frequenza di lavoro, è opportuno che sia coassiale. Com'è noto, affinchè una cavità coassiale abbia la minima attenuazione possibile, il rapporto fra il raggio interno del conduttore esterno $b$ ed il raggio esterno del conduttore interno $a$ dev'essere 3,6, di conseguenza, scegliendo questo rapporto fra le dimensioni, ed indicando con $Z_o$ ed $Y_o$ l'impedenza e l'ammettenza caratteristica si ha:

$$Z_o = 60 \ln \frac{b}{a} = 76{,}9\ \Omega \quad ; \quad Y_o = \frac{1}{Z_o} = 1{,}3 \cdot 10^{-2}\ \mathrm{S}$$

Con riferimento alla fig. 15, essendo $G_{dM} = 2{,}19 \cdot 10^{-3}$ S ed ancora per la [15]:

$$C_{dM} = \frac{C_1}{1 + \dfrac{1}{Q_{dM}^2}} = \frac{10^{-12}}{1 + \dfrac{1}{129{,}5}} \simeq 10^{-12}\ \mathrm{F}$$

indicando con $Y_A$ l'ammettenza della cavità nel punto $A$ guardando verso il basso si ha, indicando con $v = 3 \cdot 10^{10}$ cm/sec. la velocità delle onde elettromagnetiche:

$$Y_A = G_{dM} + j\,\omega_M C_{dM} - j\,Y_o \operatorname{ctg}\left(\frac{\omega_M}{v} l_1\right)$$

sostituendo i valori e ponendo $\operatorname{ctg}\left(\dfrac{\omega}{v} l_1\right) = c$ [124] si ha:

$$Y_a = 2{,}19 \cdot 10^{-3} + j\,2\pi \cdot 4 \cdot 10^9 \cdot 10^{-12} - j\,1{,}3 \cdot 10^{-2} c_M = 2{,}19 \cdot 10^{-3} - j\,(13\,c_M - 2{,}51) \cdot 10^{-3}$$

ove con $c_M$ si è indicato il valore di $c$ quando $\omega = \omega_M$, cioè

$$c_M = \operatorname{ctg}\left(\frac{\omega_M}{v} l_1\right).$$

L'ammettenza della cavità nel punto $B$ vale:

$$Y_B = Y_o \frac{Y_A + j\,Y_o \operatorname{tg}\left(\dfrac{\omega_M}{v} l_2\right)}{Y_o + j\,Y_A \operatorname{tg}\left(\dfrac{\omega_M}{v} l_2\right)}.$$

Ponendo:

$$\operatorname{tg}\left(\frac{\omega}{v} l_2\right) = t \ [125]; \quad \operatorname{tg}\left(\frac{\omega_M}{v} l_2\right) = t_M$$

e sostituendo si ha:

$$Y_B = 1{,}3 \cdot 10^{-2} \frac{2{,}19 \cdot 10^{-3} + j\,(2{,}51 + 13t - 13c) \cdot 10^{-3}}{1{,}3 \cdot 10^{-2} + j\,[2{,}19 \cdot 10^{-3} - j\,(13c - 2{,}51) \cdot 10^{-3}]\,t}.$$

Supponiamo, come verificheremo a posteriori, che si abbia:
$13c \gg 2{,}51$ e pertanto anche $13c \gg 2{,}19$
con tali posizioni si ha:

$$Y_B \simeq 1{,}3 \cdot 10^{-2} \frac{2{,}19 + j\,13\,(t - c)}{13\,(1 + c\,t)} = G_B + j\,B_B.$$

Da cui, ad una frequenza generica $\omega$:

$$G_B = \frac{2{,}19}{1 + c\,t} 10^{-3} \ [126]; \quad B_B = \frac{1{,}3 \cdot 10^{-2}\,(t - c)}{1 + c\,t} \ [127].$$

Affinchè la cavità risulti accordata per $\omega = \omega_M$ si deve avere:

$$(B_B)_{\omega = \omega_M} = \frac{1{,}3 \cdot 10^{-2}\,(t_M - c_M)}{1 + c_M\,t_M} = 0 \quad \text{da cui} \quad t_M = c_M. \qquad [128]$$

Denotando ora con $C_M'$ la capacità equivalente della cavità la suscettanza equivalente vale:

$$B_{eq} = \omega_M \left(\frac{\omega}{\omega_M} - \frac{\omega_M}{\omega}\right) C_M'. \qquad [129]$$

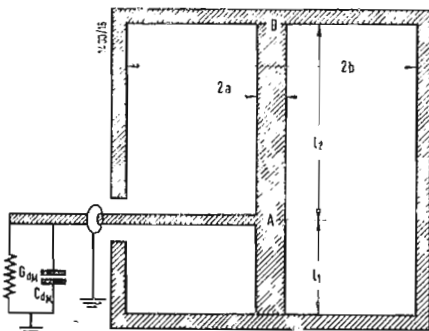



Fig. 15 - Cavità di uscita dell'amplificatore parametrico calcolato al § 5.

Ricaviamo la capacità equivalente $C_M'$ dalla condizione che la variazione della suscettanza con la frequenza sia identica nei due casi per $\omega = \omega_M$, cioè:

$$\left(\frac{\partial B_B}{\partial \omega}\right)_{\omega=\omega_M} = \left(\frac{\partial B_{eq}}{\partial \omega}\right)_{\omega=\omega_M}. \qquad [130]$$

Dalla [129] si ricava:

$$\left(\frac{\partial B_{eq}}{\partial \omega}\right)_{\omega=\omega_M} = \left|\omega_M\left(\frac{1}{\omega_M} + \frac{\omega_M}{\omega^2}\right) C_M'\right|_{\omega=\omega_M} = 2\,C_M'. \qquad [131]$$

Dalla [127] si ricava invece, tenendo conto delle [124] e [125]:

$$\frac{\partial B_B}{\partial \omega} = 1{,}3 \cdot 10^{-2}\,\frac{\left[\frac{l_2}{v}\frac{1}{\cos^2\left(\frac{\omega}{v}l_2\right)} + \frac{l_1}{v}\frac{1}{\operatorname{sen}^2\left(\frac{\omega}{v}l_1\right)}\right](1+ct) - 2(1+ct)(t-c)\left[\frac{l_2}{v}\frac{c}{\cos^2\left(\frac{\omega}{v}l_2\right)} - \frac{l_1}{v}\frac{t}{\operatorname{sen}^2\left(\frac{\omega}{v}l_1\right)}\right]}{(1+ct)^2}$$

Per $\omega = \omega_M$, tenendo conto della [128] e ricordando che:

$$\frac{1}{\cos^2 \alpha} = 1 + \operatorname{tg}^2 \alpha; \qquad \frac{1}{\operatorname{sen}^2 \alpha} = 1 + \operatorname{ctg}^2 \alpha$$

si ha:

$$\left(\frac{\partial B_B}{\partial \omega}\right)_{\omega=\omega_M} = 1{,}3 \cdot 10^{-2}\,\frac{\left|\frac{l_2}{v}(1+t_M^2) + \frac{l_1}{v}(1+t_M^2)\right|(1+t_M^2)}{(1+t_M^2)^2} = 1{,}3 \cdot 10^{-2}\,\frac{l_1+l_2}{v}. \qquad [132]$$

Sostituendo nella [130] le [131] e [132] si ricava:

$$C_M' = \frac{1{,}3 \cdot 10^{-2}}{2}\,\frac{(l_1+l_2)}{3 \cdot 10^{10}} = 2{,}162\,(l_1+l_2) \cdot 10^{-13}\ \text{F} \qquad [133]$$

ove $l_1$ ed $l_2$ risultano espresse in centimetri. Dalla relazione:

$Q_M = \frac{\omega_M C_M'}{G_M'}$, tenendo presente che se la conduttanza $G_{dM}$ ($= 2{,}19 \cdot 10^{-3}$ S) si trasforma ai capi della cavità, cioè in $B$ (figura 15), in una conduttanza $G_B = \frac{2{,}19 \cdot 10^{-3}}{1+ct}$ che per $\omega = \omega_M$ vale $(G_B)_{\omega=\omega_M} = \frac{2{,}19 \cdot 10^{-3}}{1+t_M^2}$ la stessa trasformazione subirà qualunque altra conduttanza posta ai capi del diodo, cioè in $A$, si deduce quanto segue.

Per quanto ammesso [123] l'ammettenza totale che si presenta in $A$ vale $G_M = -2{,}5 \cdot 10^{-3}$ S. Di conseguenza si ha:

$$G_M' = (G_{Btot})_{\omega=\omega_M} = \frac{2{,}5 \cdot 10^{-3}}{1+t_M^2}. \qquad [134]$$

Per le [133] e [134] si deve avere, ricordando la [117]:

$$Q_M = 220 = \frac{2\pi \cdot 4 \cdot 10^{\text{[illegible]}} \cdot 2{,}162\,(l_1+l_2) \cdot 10^{-13}}{2{,}5 \cdot 10^{-3}}\,(1+t_M^2)$$

da cui:

$$(l_1+l_2)\,(1+t_M^2) = 101. \qquad [135]$$

Dalla [128], tenendo conto delle posizioni fatte, si ha:

$$t_M = \operatorname{tg}\left(\frac{\omega_M}{v}l_2\right) = \operatorname{ctg}\left(\frac{\omega_M}{v}l_1\right) = c_M.$$

Perchè tale identità sia soddisfatta si deve avere, com'è noto dalla trigonometria:

$$n\pi + \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_M}{v}l_2 = \frac{\omega_M}{v}l_1 \qquad [136]$$

essendo $n$ un qualunque numero intero. Poichè $\frac{\omega_M}{v} = \frac{2\pi}{\lambda_M}$ essendo $\lambda_M$ la lunghezza d'onda corrispondente ad una pulsazione di $\omega_M$ la [136] diviene:

$$\frac{2\pi}{\lambda_M}(l_1+l_2) = 2\pi\left(\frac{2n+1}{4}\right) \quad \text{da cui} \quad l_1+l_2 = \frac{2n+1}{4}\,\lambda_M. \qquad [137]$$

Per facilitare la realizzazione meccanica è opportuno porre $n = 3$. Inoltre, essendo $f_M = 4000$ MHz, si ha $\lambda_M = 7{,}5$ cm dalla [137] si ricava:

$$l_1 + l_2 = \frac{2 \cdot 3 + 1}{4} \cdot 7{,}5 = 13{,}11 \text{ cm}.$$

Sostituendo tale valore nella [135] si ha:

$13{,}11\,(1 + l_M^2) = 101$ da cui $l_M = \sqrt{10{,}05 - 1} \simeq 3 = c_M$.

In definitiva dunque:

$$\operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda_M}\, l_2\right) = \operatorname{ctg}\left(\frac{2\pi}{\lambda_M}\, l_1\right) = 3$$

da cui:

$$\frac{2\pi}{\lambda_M}\, l_2 = \operatorname{arctg} 3 = p \cdot 180^\circ + 71^\circ\, 40' = \left(\frac{p}{2} + 0{,}199\right) \cdot 2\pi\,;$$

$$\frac{2\pi}{\lambda_M}\, l_1 = \operatorname{arctg} 3 = q \cdot 180^\circ + 18^\circ\, 20' = \left(\frac{q}{2} + 0{,}051\right) \cdot 2\pi$$

avendo indicato con $p$ e $q$ due qualunque numeri interi. Dalle relazioni testè ricavate si trae:

$$l_2 = \frac{2p + 0{,}796}{4}\, \lambda_M\,; \qquad [138]$$

$$l_1 = \frac{2q + 0{,}204}{4}\, \lambda_M\,. \qquad [139]$$

Fig. 3 - Moltiplicatore di frequenza (generazione di armoniche) a diodo varactor.

Sommando le [138] e [139] e confrontando con la [137] si ottiene:

$$l_1 + l_2 = \frac{2\,(p + q) + 1}{4}\, \lambda_M = \frac{2n + 1}{4}\, \lambda_M$$

da cui $p + q = n = 3$. Fissiamo $p = 2$; $q = 1$. Dalle [138] e [139] si ricava:

$$l_2 = \frac{2 \cdot 2 + 0{,}796}{4}\; 7{,}5 = 8{,}98 \text{ cm}\,; \qquad l_1 = \frac{2 + 0{,}204}{4}\; 7{,}5 = 4{,}14 \text{ cm}.$$

Circa le conduttanze si ha [134]:

$$G_M' = \frac{2{,}5 \cdot 10^{-3}}{1 + l_M^2} = \frac{2{,}5 \cdot 10^{-3}}{10{,}05} = 2{,}485 \cdot 10^{-4}\, \text{S}$$

$$G_{dM}' = \frac{2{,}19 \cdot 10^{-3}}{10{,}05} = 2{,}18 \cdot 10^{-4}\, \text{S}.$$

Pertanto la [123], riportando tutte le conduttanze ai capi della cavità, cioè dividendole tutte per lo stesso rapporto di trasformazione, si scrive:

$$G_M' = G_{cM}' + G_{dM}' + G_{pM}$$

da cui, ricordando che $G_{cM}' = G_{cM} = 0$, si ricava:

$$G_{pM} = G_M' - G_{dM}' = (2{,}485 - 2{,}18) \cdot 10^{-4} = 30{,}5\ \mu\text{S}.$$

Ponendo:

$$Q_M = \frac{\omega_M C_M'}{G'_M}\,; \quad Q_{MM} = \frac{\omega_M C_M'}{G_{pM}}\,; \quad Q_{dM}' = \frac{\omega_M C_M'}{G_{dM}'}$$

si ricava immediatamente:

$$\frac{\omega_M C_M'}{Q_M} = G_M' = G_{pM} + G_{dM}' = \frac{\omega_M C_M'}{Q_{MM}} + \frac{\omega_M C_M'}{Q_{dM}'}$$

da cui:

$$\frac{1}{Q_{MM}} = \frac{1}{Q_M} - \frac{1}{Q_{dM}'}\,. \qquad [140]$$

Essendo $Q_M = 220$ e

$$Q_{dM}' = \frac{\omega_M C_M'}{G_{dM}'} = \frac{\omega_M C_M'}{G_M'}\, \frac{G_M'}{G_{dM}'} = Q_M\, \frac{G_M'}{G_{dM}'} = 220 \cdot \frac{2{,}5 \cdot 10^{-3}}{2{,}19 \cdot 10^{-3}} = 251.$$

Si ricava dalla [140]:

$$\frac{1}{Q_{MM}} = \frac{1}{220} - \frac{1}{251} = (4{,}54 - 3{,}98) \cdot 10^{-3} = 0{,}56 \cdot 10^{-3} \text{ da cui } Q_{MM} = 1790$$

Com'è noto il coefficiente di bontà di una cavità coassiale vale:

$$Q = \sqrt{\pi \mu f \sigma}\ \frac{2 \ln \frac{b}{a}}{\frac{1}{a} + \frac{1}{b}}$$

essendo:
$\mu = 4 \cdot 10^{-7}$ H/m; $\sigma$ = conduttività del materiale costituente la cavità.
Costruiremo la cavità in ottone per cui $\sigma = 1{,}1 \cdot 10^{7}$ S/m si deve avere:

$$\sqrt{\pi \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 4 \cdot 10^{9} \cdot 1{,}1 \cdot 10^{7}}\ \frac{2 \ln 3{,}6}{3{,}6 + 1}\ b = 1790$$

$$b = \frac{1790 \cdot 4{,}6}{2 \cdot 1{,}28 \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot \sqrt{1{,}1}}\ 10^{-4} = 8{,}1 \text{ mm}$$

di conseguenza:

$$a = \frac{b}{3{,}6} = \frac{8{,}1}{3{,}6} = 2{,}25 \text{ mm.}$$

La cavità d'uscita risulta completamente definita.
Occorre ora progettare la cavità d'ingresso e la cavità del circuito di pompaggio in quanto anche questi circuiti debbono, come abbiamo già detto, essere accordati sulle rispettive frequenze. Il coefficiente di bontà di queste cavità sarà tuttavia assai minore. Non ne esponiamo inoltre il calcolo dettagliato in quanto, risultando perfettamente analogo a quello testè sviluppato per la cavità d'uscita, appesantirebbe inutilmente questo studio.

## 6. - CASO DEGENERE.

Le frequenze d'accordo della cavità d'ingresso e della cavità d'uscita di un amplificatore parametrico possono essere uguali ($\Omega_i = \Omega_M$). Di conseguenza si deve avere:

$$f_o - \frac{\Omega_i}{2\pi} = \frac{\Omega_i}{2\pi} \quad \text{da cui} \quad f_o = 2\,\frac{\Omega_i}{2\pi}$$

cioè la frequenza di pompaggio deve essere doppia della frequenza centrale della

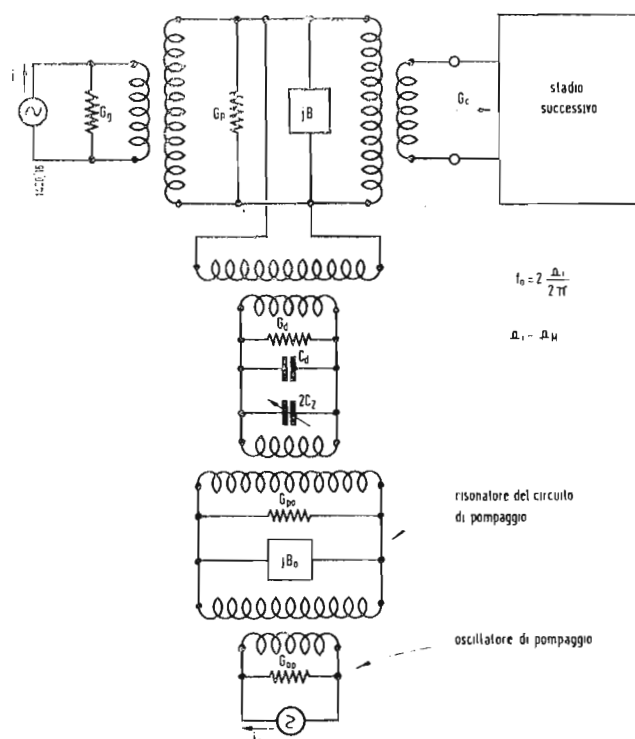
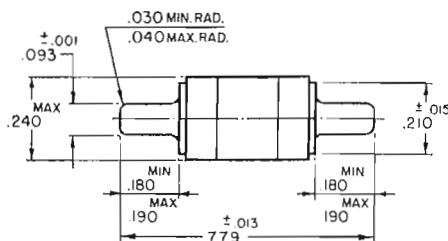
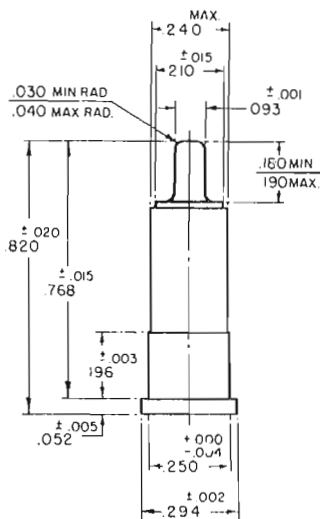



Fig. 16 - Schema equivalente in costanti concentrate di un amplificatore parametrico nel caso degenere. Nella figura si sono omessi i filtri.

banda del segnale e si consegue il vantaggio di non avere nell'amplificatore, nel caso si utilizzi lo schema con conversione di frequenza, una frequenza d'uscita diversa da quella d'ingresso. In tal caso la teoria è ancora quella esposta con la condizione particolare $\Omega_i = \Omega_M$. Tuttavia è possibile un'ulteriore semplificazione. Infatti nel caso suddetto le cavità d'ingresso e d'uscita sono accordate sulla stessa frequenza ed entrambe accoppiate al diodo varactor. Pertanto è spontaneo pensare di poter riunire le due cavità venendo così a costituire un amplificatore nel quale un'unica cavità assolve contemporaneamente i compiti della cavità d'ingresso e della cavità d'uscita. In tal caso quindi invece di tre cavità (d'ingresso, d'uscita e di pompaggio) l'amplificatore necessita di sole due cavità (l'una che assolve i compiti di cavità d'ingresso e di cavità d'uscita e l'altra per l'accordo del circuito di pompaggio) con evidente vantaggio. In questo caso l'amplificatore assume l'aspetto di fig. 16 nella quale è tuttavia riportato il solo circuito equivalente in costanti concentrate. La teoria dell'amplificatore parametrico viene inoltre a modificarsi notevolmente. Allo scopo di non appesantire eccessivamente questo studio non riportiamo tale teoria.

A prescindere dalla formulazione analitica necessaria per la progettazione la teoria del caso degenere, cioè del caso nel quale un'unica cavità sopporta sia la frequenza d'ingresso che la frequenza d'uscita, frequenze che risultano uguali, consente di stabilire che, a parità di altre condizioni, il fattore di rumore nel caso degenere risulta più basso che nel caso non degenere. Inoltre, a parità di guadagno, con un amplificatore secondo lo schema degenere si consegue una larghezza di banda circa doppia di quella che si potrebbe conseguire utilizzando lo schema non degenere. Riassumendo quindi si può dire che un amplificatore parametrico, a parità di altre condizioni, quando utilizza lo schema degenere ha un minor fattore di rumore, una maggiore larghezza di banda (circa doppia) e richiede soltanto due risonatori invece di tre. È quindi evidente come questo schema di amplificatore parametrico sia quello più largamente utilizzato.

La natura di questo studio non ci consente di dilungarci oltre. Il lettore troverà modo di ampliare le nozioni qui esposte e di esaminare gli argomenti che, per brevità, abbiamo omesso nelle riviste specializzate. Per questo scopo, data la novità dell'argomento e la relativa scarsezza di letteratura tecnica al riguardo, aggiungiamo una bibliografia particolarmente ampia per fornire al lettore una documenzione per quanto possibile completa sull'argomento stesso.

Fig. 1 - Dimensioni di due tipi di diodo varactor di produzione Microwave Associates, Inc.

## 7. - BIBLIOGRAFIA.


(1) J. M. Manley e R. E. Rowe, « Some general properties of non-linear elements - Part I. General energy relations ». *PIRE*, vol. 44; pp. 904-913; Luglio 1956.

(2) A. Uhlir, Jr., « Two-terminal *p-n* junction devices for frequency conversion and computation ». *PIRE*, vol. 44, pp. 1183-1191; Settembre 1956.

(3) H. Suhl, « The theory of the ferromagnetic microwave amplifier ». *J. Appl. Phys.*, pp. 1225-1236; Novembre 1957.

(4) F. Dill, Jr. e L. Depian, « Semiconductor capacitance amplifier ». 1956 *IRE Convention Record*, pt. 3, pp. 172-174.

(5) M. E. Hines, « Amplification in non-linear reactance modulators ». Fifteenth Annual Conference on Electron Tube Research, Berkeley, California; Giugno 1957.

(6) R. Adler, « A new principle of signal amplification ». Fifteenth Annual Conference on Electron Tube Research, Berkeley, California; Giugno 1957.

(7) H. Heffner e G. Wade, « Noise, gain and bandwidth characteristics of the variable parameter amplifier ». 1957 Electron Devices Meeting; Washington D.C. (Ottobre 1957).

(8) S. Bloom e K. K. N. Chang, « Theory of parametric amplification using nonlinear reactances ». *RCA Rev.* vol. 18, pp. 578-596; Dicembre 1957.

(9) J. P. Wittke, « New approaches to the amplification of microwaves ». *RCA Rev.*, vol. 18, pp. 441-457; Dicembre 1957.

(10) H. Suhl, « The nonlinear behavior of ferrites at high microwave signal levels». *PIRE*, vol. 44, pp. 1270-1284; Ottobre 1956.

(11) H. Suhl, « Proposal for a ferromagnetic amplifier in the microwave range ». *Phys. Rev.*, vol. 106, pag. 384; Aprile 1957.

(12) L. R. Walker, « Magnetostatic modes in ferromagnetic resonance ». *Phys. Rev.*, vol. 105, pag. 390; Gennaio 1957.

(13) L. J. Giacoletto e J. O' Connell, « A variable-capacitance germanium junction diode for UHF ». *RCA Rev.*, vol. 17, pag. 68; Marzo 1956.

(14) M. T. Weiss, A solid-state microwave amplifier and oscillator using ferrites». *Phys. Rev.*, vol. 107, pag. 317; Luglio 1957.

(15) R. V. L. Hartley, « Oscillations in systems with non-linear reactance ». *Bell Sys. Techn. Jour.*, vol. 15, pag. 424; Luglio 1936.

(16) J. M. Manley e E. Peterson, « Negative resistance effects in saturable reactor circuits ». *Trans. A I E E*, vol. 65, pag. 870; Dicembre 1946.

(17) V. D. Landon, « The use of ferrite-cored coils as converters, amplifiers and oscillators ». *RCA Rev.*, vol. 10, pag. 387; Settembre 1949.

(18) K. L. Kotzebue, « A semiconductor-diode parametric amplifier at micro-

wave frequencies ». Electronic Labs. Stanford University, Stanford, California Tech. Rep. N. 49; 4 Novembre 1958.
(19) A. Van der Ziel, « On the mixing properties of non-linear condensers ». J. Appl. Phys., vol. 19, pp. 999-1006; Novembre 1948.
(20) H. E. Rowe, « Some general properties of non-linear elements. Part II, small signal theory ». *PIRE*, vol. 46, pp. 850-860; Maggio 1958.
(21) H. Heffner e K. Kotzebue, « Experimental characteristcs of a microwave parametric amplifier using a semiconductor diode ». *PIRE*, vol. 46, pag. 1301; Giugno 1958.
(22) B. Salzberg, « Masers and reactance amplifiers-basic power relations ». *PIRE* vol. 45, pag. 1544; Ottobre 1957.
(23) B. Salzberg ed E. W. Sard, « A low-noise wide-band reactance amplifier ». *PIRE*, vol. 46, pag. 1303; Giugno 1958.
(24) G. F. Hermann, M. Uenohara e A. Uhlir Jr., « Noise figure measurements on two types of variable reactance amplifiers using semiconductors diodes ». *PIRE*, vol. 46, pp. 1301-1303; Giugno 1958.
(25) A. Uhlir Jr., « The potential of semiconductor diodes in high-frequency communications ». *PIRE*, vol. 46, pp. 1099-1115; Giugno 1958.
(26) S. Bloom e K. K. N. Chang, « Parametric amplifiers using low-frequency pumping ». *J. Appl. Phys.*, vol. 29, pag. 594; Marzo 1958.
(27) K. K. N. Chang e S. Bloom, « A parametric amplifier using lower-frequency pumping ». *PIRE*, vol. 46, pp. 1383-1386; Luglio 1958.
(28) F. A. Brand, W. G. Matthei e T. Saad, « The reactatron. A low-noise, semiconductor diode, microwave amplifier ». *PIRE*, vol. 47, N. 1, pp. 42-44; Gennaio 1959.
(29) S. Kita, « A harmonic generator by use of the non-linear capacitance of germanium diode ». *PIRE*, vol. 46, pag. 1307; Giugno 1958.
(30) C. L. Hogan, R. L. Jepsen e P. H. Vartanian, « New type of ferromagnetic amplifier ». *J. Appl. Phys.*, vol. 29, pp. 422-423; Marzo 1958.
(31) H. Heffner e G. Wade, « Gain, bandwidth and noise characteristics of the variable-parameter amplifier ». *J. Appl. Phys.*, vol. 29, N. 9, pp. 1321-1331; Settembre 1958.
(32) D. Leenov, « Gain and noise figure of a variable-capacitance Up-converter ». *Bell Sys. Techn. Jour.*, vol. 37, N. 4, pp. 989-1008; Luglio 1958.
(33) C. F. Edwards, « Frequency conversion by means of a non-linear admittance ». *Bell Sys. Techn. Jour.*, vol. 35, pp. 1403-1416; Novembre 1956.
(34) A. C. Macpherson, « An analysis of the diode mixer consisting of nonlinear capacitance and conductance and ohmic spreading resistance ». N.R.L. Report 4667.
(35) M. W. Muller, « Noise in a molecular amplifier ». *Physical Review*, vol. 106, pp. 8-12; Aprile 1957.
(36) J. P. Wittke, « Molecular amplification and generation of microwaves ». *PIRE*, vol. 45, pp. 291-316; Marzo 1957.
(37) S. Kita e T. Fuju, « Microwave amplification by use of crystal diode ». Annual Convention, Inst. of Elec. Commun. Eng. of Japan; Ottobre 1954.
(38) L. U. Kibler, « Directional bridge parametric amplifier ». *PIRE*, vol. 47, pp. 583-584; Aprile 1959.
(39) R. C. Knechtli e R. C. Weglein, « Low noise parametric amplifier ». *PIRE*, vol. 47, pp. 584-585; Aprile 1959.

*A*

**Controllo del traffico nella zona di Londra per mezzo della televisione**

Sta per essere usata per la prima volta la televisione a circuito chiuso per controllare il traffico stradale della zona di Londra; essa verrà adoperata per un anno circa in fase puramente sperimentale. Lo scopo di questo impianto è di fare in modo che un « policeman » possa regolare il traffico del quadrivio di West Drayton, dove tra non molto la viabilità sarà molto congestionata, a causa della ricostruzione di un ponte ferroviario .
La strada sotto il ponte infatti deve essere ampliata ma intanto per i prossimi dodici mesi sarà aperta ad una sola corrente di traffico. Le quattro strade che confluiscono lì e le difficoltà di avvicinamento renderebbero inutile il controllo del traffico con i mezzi normali. Se si ricorresse ai vigili urbani, occorrerebbero almeno cinque « policeman ».
Invece con la televisione si è ottenuto di proiettare le immagini di quello che accade in due delle strade del quadrivio nel chiosco del vigile che regola il traffico. Diversamente, non si potrebbe avere la visione generale del movimento di tutte le quattro strade. L'operatore regola i semafori sulla base delle notizie che ha dalla televisione. *(s.s.p.)*

## Eletto il Consiglio del Gruppo costruttori radio-televisione.

Si è riunito in Assemblea il Gruppo Costruttori Radio e Televisione dell'ANIE (Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche).
Scopo dell'Assemblea era di eleggere il nuovo Consiglio per il biennio 1960-61 e di procedere alla nomina del Capo Gruppo.
A comporre il Consiglio sono stati designati i Signori:
Alfieri Ing. Vittorio; Brion Per. Ind. Giuseppe; Buzzoni Dr. Dino; Cannas Dr. Ing. Antonio; Costa Dr. Ing, Alberto; Danieli Dr. Ing. Giuseppe; Ferrari Comm. Rag. Arrigo; Floriani Ing. Virgilio; Gallo Dr. Ing. Giuseppe; Giaccone Col. Leandro; Giovannelli Rag. Francesco; Guastamacchia Dr. Mario; Koch Prof. Renato; Kuhn-Bubna Sig. René; Mohwinckel Sig. Teodoro; Poss Sig. Alessandro; Salici Comm. Roberto; San Pietro Sig. Carlo; Soffietti Rag. Giuseppe; Stanchi Sig. Sergio; Velicogna Comm. Luciano; Verdesi Comm. Giordano Bruno; Vicenzetto Rag. Mario; Zenesini Sig. Andrea.
A Capo Gruppo è stato confermato l'Ing. Fausto Trucillo, che riveste questa carica dal 1951. *(c.s.a.)*

## Il III Salone internazionale delle parti staccate e dei tubi elettronici.

Dal 19 al 23 Febbraio 1960 si è tenuto a Parigi al Parco delle Esposizioni il III Salone Internazionale delle Parti Staccate e dei Tubi Elettronici. Ha ottenuto un vivo successo e tutti i visitatori sono stati concordi nel sottolineare che questa manifestazione occupa ormai un posto di rilievo sul piano mondiale.
Malgrado un sensibile aumento dell'area occupata, non è stato possibile soddisfare tutte le richieste giunte dagli espositori sia francesi che stranieri. Con i 14.000 mq messi a disposizione degli espositori, l'aumento dell'area si aggirava su una base del 17% rispetto all'anno precedente; 410 stand (contro 360 del 1959) allestiti e arredati armonicamente erano distribuiti su questa superficie e costituivano il numero massimo di allestimenti possibili nelle sale del Parco delle Esposizioni.
L'aumento degli espositori stranieri è stato registrato sul 50% rispetto al 1959 (non tenendo conto della stampa elettronica straniera ammessa per la prima volta al Salone). I 3/4 degli espositori stranieri del 1959 aveva rinnovato il contratto per quest'anno, il che non può che maggiormente sottolineare l'interesse acquisito da questa manifestazione.
È difficile tracciare le linee delle grandi tendenze industriali alla chiusura di un Salone così ricco di molteplici presentazioni; è anche impossibile in questo rendiconto far posto a tutte le numerose novità che costituiscono le significative conquiste nel campo tecnico.
Si può dire tuttavia in linea generale che le Parti Staccate e i Tubi Elettronici continuano a evolversi verso una miniaturizzazione sempre più spinta; si può parlare di micro-miniaturizzazione. Le esigenze nate dall'ultima guerra mondiale e sensibilmente accresciute da allora da imperativi scientifici come l'attrezzatura dei veicoli spaziali hanno condotto gli studiosi di elettronica a nuove ricerche tecniche. È proprio da questi sforzi che sono nati i circuiti stampati trasformati poi in moduli e micro-moduli posti gli uni sugli altri e ammirevolmente serviti dall'inserimento di semi-conduttori, la cui piccolezza facilita la realizzazione di complessi elettronici sempre più ridotti, e con la messa a punto di nuovi isolanti plastici adatti a ottenere gli stessi risultati.
Ci si è domandato se il microscopio sarà l'apparecchio dello studioso di elettronica di domani. Infatti, per la prima volta quest'anno, si sono visti in più stand dei pezzi presentati sotto una forte lente d'ingrandimento.
I transistori continuano la loro marcia vittoriosa verso le altissime frequenze e verso le forti potenze; si sono notati modelli fabbricati in Francia che possono funzionare fino a frequenze di 400 MHz.
Si assiste inoltre alla transistorizzazione delle apparecchiature industriali: apparecchi di misura, amplificatori, misuratori a decadi, servo-meccanismi equipaggiati essi pure con i transistori.
Si è notata l'apparizione di potenziometri quasi senza coppia che possono funzionare a mezzo di servomotori a debolissima potenza.
Nella gamma delle nuove parti staccate, bisogna notare i progressi fatti in materia di cellule foto-elettriche: nuovi modelli a base di solfato di cadmio possono assicurare direttamente la chiusura di un relè semplicemente con la luce ambiente.
La conquista di nuove materie si accompagna d'altro canto con la nascita di foto-pile al silicio che hanno dei rendimenti dall'8 al 10% cioè che esposti ai raggi solari potrebbero dare una potenza elettrica di 100 W/m².
La stereofonia che era nel 1959 alle sue prima realizzazioni e che il Festival Internazionale di Stereofonia e Alta Fedeltà del 1959 ha consacrato, ha occupato un posto importante nel settore dell'elettro-acustica e si può ormai intravedere una certa stabilità di questa nuova tecnica. Infine, nel campo della televisione l'apparizione, in Francia, del tubo 110° segna per questo settore un importante progresso; è ormai fabbricato in Francia in una versione estremamente moderna detta a cor-

La HEWLETT PACKARD ha presentato recentemente due nuovi contatori elettronici, mod. 521D e 521E. Quest'ultimo modello consente la lettura di cinque cifre significative, mentre il mod. D consente la lettura di quattro cifre significative. Entrambi hanno possibilità di funzionare tra 1 Hz e 120 kHz con una precisione rispettivamente dello 0,1% e dello 0,01%.
Ulteriori notizie possono essere ottenute dall'Agente generale per l'Italia, Ditta dr. ing. Mario Vianello, di Milano.

tissimo collo che permette guadagni dimensionali notevoli (circa 15 cm confronto al tubo 90°) e che trionfa in modo apprezzabile sulle fabbricazioni del tubo 110° a collo lungo che ha già ottenuto da qualche mese sicuro successo in diversi paesi. Saltando una tappa in questo settore, la Francia si pone risolutamente in testa in campo mondiale. *A*

### L'industria radio-televisiva tedesca è ottimista

L'industria radio-televisiva tedesca è soddisfatta dei recenti sviluppo e guarda al futuro con grande fiducia.
Queste sono le conclusioni a cui si è giunti alla riunione dei produttori tenutasi il novembre dello scorso anno. Nel 1958 sono stati prodotti, in totale 5.400.000 apparecchi radio e televisivi e per il 1959 si può contare su una produzione globale di 5.900.000 apparecchi. L'aumento di mezzo milione di apparecchi deve essere così suddiviso: 300.000 televisori e 200.000 radio.
Si stima che 1.800.000 apparecchi televisivi abbiano lasciato le fabbriche nel 1959 (contro 1.562.000 del 1958) cioè il 18% in più del 1958. I televisori esportati ammontano a 300.000.
Si pensa che la produzione del 1960 arrivi ai 2.000.000 di apparecchi. La produzione totale di apparecchi radioricevitori nel 1959 ha raggiunto presumibilmente i quattro milioni di apparecchi (3.796.000 nel 1958). *(s.s.p.)*

Secondo un portavoce della Eico (Electronic Instrument Co., Inc.) è stato presentato un radiotrasmettitore particolarmente economico in forma di scatola di montaggio, ad un prezzo variabile tra 60 e 70 dollari.
Nella fotografia è raffigurato il modello 760.

### Impianti sonori inglesi negli Stati Uniti

La «British Radio Equipment Manifactures' Association» presenterà una mostra di impianti sonori alla *British Trade Fair* che si terrà a New York il giugno prossimo.
Durante il 1958 il valore complessivo delle apparecchiature sonore (ad alta fedeltà) esportate dagli inglesi arrivò a oltre 11.000.000 di sterline, un aumento di venti volte rispetto ai dieci anni precedenti.
Per i primi 6 mesi del 1959 si sono esportate apparecchiature di questo genere per un valore di 5.000.000 di sterline. Per qualche anno gli americani sono stati i principali clienti della Gran Bretagna.
Nel 1958 acquistarono per un totale di 4.000.000 di sterline e per i primi 6 mesi del 1959 per la somma di 2.000.000 di sterline. *(s.s.p.)*

### Composto per rendere flessibili le materie plastiche

Gli scienziati del Dipartimento americano dell'Agricoltura hanno scoperto un nuovo composto plastificante, che è in grado di rendere flessibili sino a 45 gradi sotto zero le materie plastiche cui viene aggiunto.
Il nuovo plastificante, denominato dialcalifosfonostearato, è un composto organico di fosforo ottenuto da grassi animali di scarto. Aggiunto in ragione del 35% alla base plastica (cloruro di polivinile), ha la proprietà di mantenere il prodotto finale soffice e flessibile, anche se esposto a temperature estremamente rigide.
Gli scienziati del Dipartimento dell'Agricoltura hanno ottenuto i plastificanti mediante la reazione di fosfonato dialchile con esteri grassi derivati da grassi animali. Tra le applicazioni potenziali del ritrovato va annoverato il rivestimento dei cavi elettrici. Il plastificante potrebbe essere eventualmente impiegato anche nel campo dei lubrificanti e dei fluidi per freni idraulici. *(p. n. i.)*

### Uso delle terre rare come semi-conduttori

I semi-conduttori con componenti intermetallici sono già da tempo oggetto di ricerche, che si sono concretate nella scoperta e la messa a punto di applicazioni utili.
Nello stesso ordine di idee, va notato che un importante gruppo di metalli, cioè quello delle terre rare, non è stato, in passato, oggetto di uguale interesse. Durante ricerche condotte per conto di un certo numero di Società facenti parte del Gruppo di ricerche sulle terre rare, alcuni ingegneri dell'Istituto Battelle hanno studiato le proprietà elettriche dei seleniati di lantanio, d'erbio e d'ittrio, come pure dei tellurati dei medesimi elementi, e, inoltre, del tellurato di gadolinio.
Secondo le informazioni fornite da J. F. Miller, F. J. Ecid e R. C. Himes, le proprietà elettriche di questi composti ricordano quelli dei semi-conduttori; per esempio, le resistività misurate alla temperatura ambiente oscillavano fra $10^{-4}$ Ω/cm per il tellurato di lantanio e il monoseleniato di erbio, e i valori corrispondenti agli isolanti per il seleniato di ittrio. Tutti i composti studiati avevano temperature di fusione elevate e presentavano una buona stabilità termica. Le caratteristiche di alcuni di tali composti a temperature elevate indicano come siano adatti a essere utilizzati; dopo una messa a punto adeguata, per la produzione di elettricità per via termo-elettrica. *(p. n. i.)*

J. G. B.

# I condensatori della Microfarad, panorama della produzione

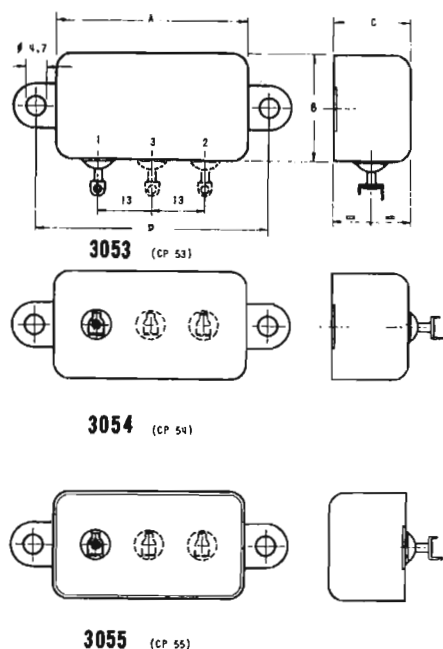



Fig. 1 - Tipi di condensatori professionali in carta impregnati in olio stabilizzato.

Fig. 2 - Riduzione della tensione di lavoro in funzione della temperatura.

La produzione di condensatori della Microfarad è molto estesa oltre che per la quantità anche per la varietà dei tipi costruiti. Si può affermare che per qualsiasi applicazione nel campo dell'elettronica la Microfarad può fornire il condensatore adatto. Infatti la sua produzione va dai comuni condensatori elettrolitici o a tubetto che si trovano in qualsiasi radioricevitore fino ai più speciali condensatori ceramici od in carta impregnati in olio sintetico stabilizzato che si trovano solo in apparecchiature di tipo professionale. Speriamo di fare cosa gradita ai nostri lettori presentando una succinta rassegna dei più importanti tipi di condensatori prodotti dalla Microfarad.

## 1. - CONDENSATORI ELETTROLITICI NORMALI

I tipi costruttivi sono diversi: a tubo, a tubo con fissaggio a vitone, a parallelepipedo e ad involucro stagno per i tipi professionali.

## 2. - CONDENSATORI ELETTROLITICI AL TANTALIO

Sono noti per l'elevatissimo rapporto capacità volume, sono indispensabili in apparecchiature professionali nelle quali si richiedono: minime dimensioni ed assoluta sicurezza di funzionamento. A titolo di esempio, un condensatore di questo tipo da 400μF per $V_n = 8$V ha la forma di un tubetto avente un diametro di 10 mm ed una lunghezza di 25 mm.

## 3. - CONDENSATORI ELETTROLITICI « MICROLYT »

Condensatori di dimensioni ridotte e lunga durata particolarmente adatti per circuiti transistorizzati e stampati.

## 4. - CONDENSATORI PROFESSIONALI IN CARTA IMPREGNATI IN OLIO STABILIZZATO

Sono costruiti con i migliori materiali esistenti sul mercato, scrupolosamente controllati ed ottenuti con cicli di trattamento sotto vuoto molecolare. Sono perfettamente rispondenti alle più esigenti norme estere.

Sono particolarmente adottati per la telefonia e l'elettronica industriale e professionale in circuiti di blocco, nei quali la componente alternata è piccola rispetto a quella continua.
Vengono sempre forniti in involucro metallico amagnetico ed ermetico.

## 5. - CONDENSATORI IN CARTA PER LIVELLAMENTO IMPREGNATI IN OLIO SUPERSTABILIZZATO

Trovano un impiego molto esteso in apparecchiature professionali, ricetrasmettitori, ponti radio, telefonia, diffusione sonora, cinematografia ed in tutti quei casi in cui occorre un condensatore di alta classe, e di assoluta sicurezza anche nelle peggiori condizioni ambientali.
Anche in questo caso la componente alternata non può superare certi limiti.

## 6. - CONDENSATORI IN CARTA IMPREGNATA IN OLIO

Fanno parte di questo gruppo: il tipo parallelepipedo per telefonia, il tipo a tubetto della serie « Micromet », il tipo con fissaggio a vitone ed infine il tipo per rifasamento di circuiti monofasi (tubi fluorescenti, piccoli motori, stabilizzatori ecc.).

## 7. - CONDENSATORI A CARTA IN CERA ANTIINDUTTIVI

Sono i ben noti condensatori a tubetto così largamente impiegati nei radioricevitori. L'antiinduttività è ottenuta facendo sporgere le due armature di alluminio rispetto all'isolante e saldandole direttamente ai terminali nelle due testate. Si ottiene così un'induttanza che non è superiore a quella di un becco metallico avente le stesse dimensioni.

## 8. - CONDENSATORI IN CARTA METALLIZZATA

Sono del tipo a tubetto con custodia metallica o plastica. Vengono forniti nelle due serie miniatura e subminiatura. L'induttanza è estremamente ridotta.

| Tipo I | costante dielet-trica a 25 °C | perdite speci-fiche tg$\delta$ $10^{-4}$ | coefficiente di temp. $10^{-6}$ |
|---|---|---|---|
| C 1 | 7 | 7 | + 120 |
| TM 15 | 15 | 1 | + 100 |
| TCP 100 | 20 | 6 | + 100 |
| TM 20 | 30 | 2 | − 0 |
| TM 30 | 30 | 2 | − 33 |
| TCN 47 | 30 | 2 | − 47 |
| TZ 32 | 35 | 2 | − 75 |
| TCN 150 | 35 | 2 | − 150 |
| TCN 220 | 35 | 2 | − 220 |
| TCN 330 | 40 | 2 | − 330 |
| TCN 470 | 45 | 2 | − 470 |
| T 80 | 80 | 3 | − 750 |
| TCN 2200 | 120 | 10 | − 2200 |
| **Tipo II** | | | |
| TBL 10 | 1100 | 20 | non lineare |
| TBL 15 | 1500 | 30 | » |
| TM 1 | 1000 | 100 | » |
| TM 3 | 2200 | 150 | » |
| TB 3000 | 3100 | 150 | » |
| ZCA 1 | 3100 | 100 | » |
| TBP 5000 | 4800 | 180 | » |
| TB 6000 | 5800 | 150 | » |
| TB 10000 | 10000 | 150 | » |

I valori indicati in questa tabella sono in media ottenuti nelle condizioni seguenti:
Angolo di perdita a 25°C ed 1 MHz per i dielettrici a costante dielettrica specifica inferiore a 500, e a 0,1 MHz per gli altri.
Coefficiente di temperatura a 1 MHz fra 25°C e 85°C.
Questi dielettrici si ripartiscono in 2 gruppi:
I dielettrici del tipo I a bassa costante dielettrica.
I dielettrici del tipo II la cui costante dielettrica è superiore a 500.

## 9. - CONDENSATORI CERAMICI COMMERCIALI E PROFESSIONALI

Il condensatore ceramico nonostante sia di origine abbastanza recente, ha assunto in breve la massima diffusione, sia nelle applicazioni più comuni, sia nelle apparecchiature professionali.
Il dielettrico viene lavorato a temperatura elevatissima e ciò conferisce ai condensatori ceramici una stabilità molto superiore a quella dei condensatori con isolanti organici. La stabilità si estende anche alle armature e ai reofori, perché la metallizzazione viene intimamente legata al dielettrico per cottura ed alta temperatura
Un altro vantaggio di questo tipo di condensatori è la possibilità di poter scegliere in una gamma molto estesa (vedi tabella) il dielettrico più adatto allo scopo.
Benchè di origine recente, il condensatore ceramico è divenuto di uso corrente sia per applicazioni di larga diffusione che per le apparecchiature professionali più perfezionate.
Il dielettrico ceramico presenta il vantaggio d'essere lavorato ad alte temperature (dell'ordine di 1300 gradi), il che gli conferisce una stabilità nel tempo superiore agli isolanti organici le cui temperature di evoluzione sono molto più vicine alla temperatura ambiente.
La stabilità è conservata nel gruppo dielettrico-armatura-connessione costituente il condensatore, perchè la metallizzazione è intimamente legata, per cottura ad alta temperatura, al dielettrico che serve nello stesso tempo da supporto rigido.
Questo elemento di sicurezza non è che uno degli aspetti favorevoli di questo materiale, le cui caratteristiche possono essere variate entro larghi limiti, a scelta del fabbricante, per soddisfare ad impieghi svariati.
È stata realizzata una gamma molto estesa di dielettrici le cui principali caratteristiche figurano nella tabella qui a fianco.

### 9.1. - Dielettrici del tipo I.

Per i condensatori utilizzanti un dielettrico del tipo I a bassa costante dielettrica specifica, la capacità è un dato indipendente dalla frequenza *fino* a 20 MHz circa. Sopra questa frequenza occorre prendere in considerazione la piccolissima autoinduttanza delle connessioni e del montaggio, che aumenta la capacità apparente del condensatore.
La capacità dei condensatori realizzati con i dielettrici del tipo I non è assolutamente indipendente dalla temperatura. In generale, la capacità varia in ragione inversa della temperatura e questa proprietà è utilizzata per correggere la deriva dei circuiti oscillanti.
La grande varietà di coefficienti di temperatura realizzabili costituisce uno dei più importanti punti di superiorità dei condensatori ceramici. È conveniente, tuttavia, non perdere di vista i due punti seguenti:
— I condensatori il cui ingombro, per una capacità data, è più piccolo, hanno una deriva più grande. In effetti, i dielettrici hanno un coefficiente di temperatura tanto più negativo quanto più la costante dielettrica specifica è elevata.
— La variazione di capacità con la temperatura è praticamente lineare solo nel caso dei dielettrici che hanno un piccolo coefficiente di temperatura (fino a − 220.10$^{-6}$). Per gli altri dielettrici, i coefficienti di temperatura sono più negativi alle basse temperature (− 55°C + 25°C), che a temperature elevate (+ 25°C + 85°C).
Le perdite dielettriche dei ceramici del tipo I diminuiscono con la frequenza. Si sa d'altra parte che le perdite per effetto Joule nelle armature e nelle connessioni aumentano con la frequenza. L'andamento delle perdite totali dei condensatori sotto questi due effetti combinati è variabile secondo la forma e le dimensioni, che sono state specialmente studiate per ridurre al massimo le perdite per effetto Joule.
Le perdite dielettriche delle ceramiche tipo I sono pressappoco indipendenti dalla temperatura fino a 100°C circa. Esse crescono nettamente a partire da 120°C.
La resistenza d'isolamento dei condensatori ceramici è dell'ordine di 500.000 MΩ, la misura essendo effettuata dopo un periodo sotto tensione di 2 minuti.

### 9.2. - Dielettrici del tipo II.

I dielettrici del tipo II si distinguono essenzialmente per:
— Perdite dielettriche relativamente elevate.
— Una variazione non lineare e, salvo eccezioni, importante della capacità in funzione della temperatura.
— Una sensibilità all'intensità del campo elettrico. La loro utilizzazione è generalmente limitata alla realizzazione di capacità di disaccoppiamento e di filtro. È opportuno notare che:
*La costante dielettrica specifica* diminuisce leggermente in funzione della frequenza.
*L'angolo di perdita* non è rigorosamente indipendente dalla frequenza di misura e diminuisce con l'aumentare della temperatura, il che costituisce un vantaggio, in particolare per la costruzione dei condensatori di potenza.
*La resistenza di isolamento* dei dielettrici del tipo II ha spesso tendenza a diminuire molto rapidamente allorchè la temperatura si eleva, Nei dielettrici impiegati sono stati in larghissima misura corretti questi difetti, e pertanto essi conservano fino a 100° C una resistenza di isolamento superiore a 20.000MΩ dopo un periodo sotto tensione di 2 minuti.

Fig. 3 - Condensatori ceramici a tubetto.

Fig. 4 - Condensatori ceramici di potenza.

Da questa tabella si vede che i dielettrici ceramici si possono dividere in due grandi gruppi: I e II.
Quelli del gruppo I hanno una costante dielettrica relativamente bassa. La capacità è indipendente dalla frequenza fino a 20MHz circa, essa è invece leggermente dipendente dalla temperatura e questa proprietà viene sfruttata per correggere la deriva termica dei circuiti oscillanti. La grande varietà dei coefficienti di temperatura realizzabili è uno dei più importanti vantaggi dei condensatori ceramici. Facciamo però notare che i condensatori che hanno, per una data capacità, un ingombro più ridotto, hanno anche una deriva termica più alta; infatti i dielettrici che hanno una maggiore costante dielettrica hanno anche un maggiore coefficiente di dilatazione termica (negativo). Inoltre la variazione di capacità con la temperatura è praticamente lineare solo con i piccoli coefficienti di temperatura (fino a $-220.10^{-6}$).
I dielettrici del gruppo II, avendo una costante dielettrica molto elevata, permettono di ottenere dei condensatori di ingombro ridotto, tuttavia occorre ricordare che presentano alcuni svantaggi: perdite relativamente alte, coefficiente di temperatura elevato e non lineare, sensibilità all'intensità del campo elettrico. Il loro impiego è quindi di solito limitato alle capacità di disaccoppiamento e di filtro.
I tipi costruttivi sono svariatissimi, noi ci limiteremo ad una rapida rassegna dei più importanti.

## 10. - SERIE TELEVISIONE

Questa serie comprende i condensatori di accordo a perdite minime ed alta stabilità, i condensatori di disaccoppiamento a minimo ingombro e perdite elevate, particolarmente utili nei casi in cui si vuol evitare il pericolo di autooscillazioni; condensatori di disaccoppiamento a dischetto più adatti per i mantaggi compatti; condensatori regolabili a tubetto saldabili sia attraverso i terminali a filo sia direttamente sullo chassis, condensatori alta tensione; condensatori passanti di disaccoppiamento; correttori di deflessione.

## 11. - SERIE NORMALE PROFESSIONALE A TUBETTO

Hanno segnato con un punto colorato il coefficiente di temperatura.

## 12. - SERIE PRECISIONE A TUBETTO

Consigliati per campioni di capacità, circuiti oscillanti, calcolatrici elettroniche e in tutti quei casi in cui necessita un coefficiente di temperatura determinato e costante.

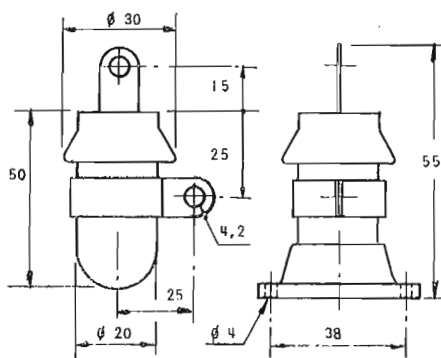
## 13. - SERIE ULTRAMINIATURA A TUBETTO

Hanno un diametro di 2 mm ed una lunghezza non superiore ai 15 mm. Malgrado ciò, sono particolarmente robusti, resistenti alle vibrazioni ed ai cicli climatici o di durata.
Sono particolarmente adatti per circuiti miniaturizzati, ricetrasmettitori portatili, amplificatori per sordi, spolette di prossimità, ecc.

## 14. - SERIE SUBMINIATURA

Sono costruiti con dielettrico ad alta costante; hanno quindi dimensioni ridottissime. Sono particolarmente destinati al disaccoppiamento, per le loro bassissime induttanze, la loro alta resistenza di accoppiamento ed il loro basso fattore di merito.
Secondo il tipo di montaggio si distinguono in tubetti normali con fissaggio a vite, bottoni per il montaggio diretto sullo chassis, by-pass a vite per disaccoppiare i conduttori di alimentazione. Possono essere forniti anche in esecuzione doppia o tripla per poter disaccoppiare uno stadio completo in alta frequenza. Un gruppo particolare è quello delle piastrine di disaccoppiamento che hanno un ingombro particolarmente ridotto.

## 15. - CONDENSATORI CERAMICI DI POTENZA

La prestazione di un condensatore di potenza dipende:
— dalla tensione di perforazione del dielettrico o di innesco di un arco in aria.
— dalla massima temperatura raggiunta
— dalla robustezza degli organi di attacco
— dalla razionalità di montaggio.
La MICROFARAD, nella elaborazione dei suoi condensatori di potenza, ha tenuto presenti tutti e quattro questi punti ed ha ottenuto dei risultati veramente soddisfacenti.
La temperatura massima di funzionamento è di 105°C; infatti oltre i 120°C le perdite dielettriche aumentano rapidamente e non potendo essere compensate da uno scambio di calore con l'esterno, possono portare anche alla distruzione del condensatore.
Le potenze nominali possono essere moltiplicate se si impiega un raffreddamento forzato in aria o l'immersione in olio.
I tipi costruttivi sono diversi: a piatto, a bicchiere, a colonna. Anche i sistemi di fissaggio ed i terminali possono variare in funzione delle potenze, delle dimensioni e delle frequenze.
Chiudiamo questo rapido giro di orizzonte sull'interessante produzione della MICROFARAD con l'augurio che essa possa essere, anche per il futuro, sempre all'avanguardia in questo campo così importante dei componenti elettronici.

A

## Microscopio atomico di nuovo genere per lo studio degli elettroni

Per iniziativa della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) e con la collaborazione dell'Ufficio Ricerche Navali, l'Università di Stanford ha iniziato la costruzione di un impianto che consentirà di provocare l'urto tra elettroni provenienti da direzioni opposte ed accelerati sino ad energia dell'ordine di 500.000.000 di elettroni-volt.

In un certo senso, l'impianto può essere considerato un vero e proprio « microscopio atomico », in quanto permetterà di esaminare il comportamento e le caratteristiche degli elettroni nelle collisioni a distanza ravvicinata (circa 0,005 trilionesimi di millimetro). Per ottenere un effetto comparabile a quello che sarà provocato dal nuovo apparato, si dovrebbe ricorrere all'impiego di un acceleratore di elettroni da un miliardo di elettroni-volt, cioè due volte più potente di quello attualmente in funzione all'Università di Stanford.

Gli elementi principali dell'impianto in costruzione sono costituiti da due magneti circolari del diametro di oltre 3 metri e del peso di 40 tonnellate ciascuno. I due magneti, denominati anche « anelli accumulatori » per la loro forma circolare e per la loro funzione, sono muniti in maniera da formare una 8. Entro questa « pista » gli elettroni prodotti dall'acceleratore lineare possono essere « accumulati » per un massimo di 10 minuti, grazie al vuoto pressochè assoluto che vi sarà praticato. I fasci di elettroni sviluppati ed accelerati dall'acceleratore lineare dell'Università entreranno nei due magneti per collidere infine in corrispondenza della loro congiunzione.

La serie di ricerche e di studi sull'elettrone dovrebbe permettere, secondo le previsioni degli scienziati della Stanford, conoscenze più vaste sul comportamento magnetico della materia. *(u.s.)*

## Tester d'isolamento ad alta tensione

Il tester d'isolamento ad alta tensione *Transitron HVDC*, mod. T-4, della Casa Van Norman Industries Inc. (*), è uno strumento di precisione, portatile, sicuro, rapido e di largo impiego, progettato per eseguire misure di resistenze d'isolamento e prove non distruttive di guasti su tutti i tipi di equipaggiamenti e materiali.

Le prove possono essere effettuate su avvolgimenti di motori, sistemi d'accensione, conduttori d'alimentazione, isolatori, connessioni, componenti elettrici ed elettronici. Le prove non portano alla distruzione dell'isolante o del circuito in esame perchè lo strumento stesso è stato progettato con un'altissima impedenza d'uscita (100 MΩ) che limita la corrente inviata al circuito di prova ad un massimo di 150 μA. Si previene così la formazione di archi distruttivi quando la tensione di rottura del test è raggiunta ed è anche permessa l'ispezione visuale di tale limite. Inoltre l'apparecchio è completamente sicuro perchè una corrente di 150 μA non è tale, in caso di contatti fisici accidentali, da produrre apprezzabili effetti fisiologici.

Poichè tutte le misure sono eseguite in corrente continua, le capacità elettrostatiche dell'apparecchiatura sotto prova non introducono errori dovuti a correnti di carica, errori che sono propri delle misure fatte con gli ordinari tester d'isolamento in corrente alternata.

Il basso tenore d'ondulazione e l'adeguata tensione di uscita rendono l'apparecchio adatto all'uso quale generatore di alta tensione per applicazioni di ricerca sui ricevitori TV. A tale scopo il tester può essere fornito con uscite ad alta tensione. Per la larga banda di resistenze di dispersione considerata, il mod. T-4 può realizzare non solo prove di rottura, ma anche misure quantitative e reali, caratteristica questa che facilita la rivelazione di qualità d'isolamento non rispondenti.

Tutti gli strumenti di misura sono protetti contro i sovraccarichi, in particolare il circuito del microamperometro è interamente shuntato con un tubo al neon e la corrente è limitata al valore massimo di 150 μA da un resistore di 100 MΩ. Il campo della corrente va appunto da 0 a 150 μA, le indicazioni di corrente da 0 a 100 μA.

La tensione è variabile con continuità da 1 a 15 kV in c.c., il suo controllo è lasciato ad un regolatore tipo « Variac » senza gradini e la scala di lettura va da 0 a 15 kV. La limitazione della tensione è affidata ad uno spinterometro a sfere regolabile dal pannello di comando.

Il campo di misura delle resistenze va da 0 a oltre 15000 MΩ ed è limitato, praticamente, solo dalla risoluzione degli strumenti di misura.

A queste caratteristiche, si aggiunga la grande velocità di misura — tutte le misure si stabilizzano entro 2 o 3 secondi, a meno che l'equipaggiamento sotto prova non abbia una elevata capacità elettrostatica — e la buona precisione, essendo le indicazioni di tensione e corrente precise al $\pm$ 2%.

Il tester d'isolamento ad alta tensione *Transitron* è disponibile nei tre modelli T-4/6, T-4/12, T/4/24, che differiscono per l'alimentazione, rispettivamente a 6, 12, 24 V in corrente continua, e comune per i tre tipi a 110 V, 50/60 Hz in c.a. Il tester è quindi adatto per essere usato su equipaggi mobili quali automobili, autocarri, aerei, navi battelli, ecc. e dovunque non siano disponibili sorgenti di forza motrice in corrente alternata. *(s.s.b.)*

(*) Rappresentante per l'Italia è la DITTA DR. ING. S. BARLETTA, APPARECCHI SCIENTIFICI, Milano.

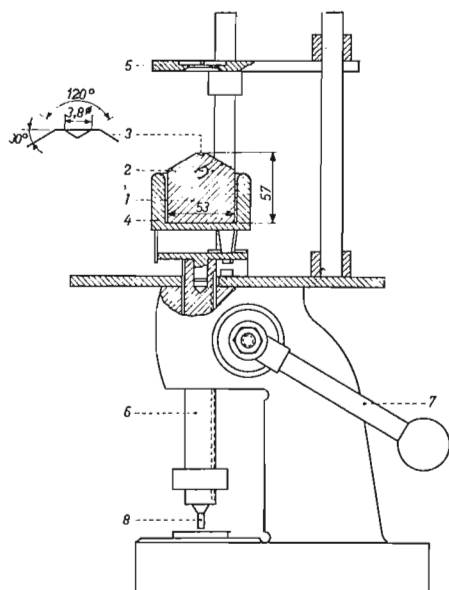
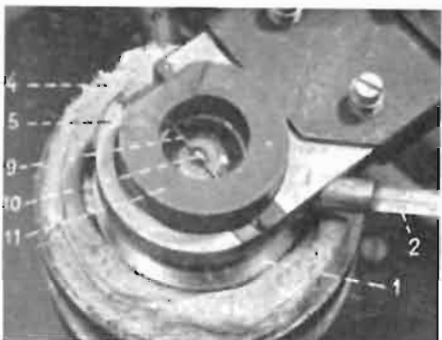
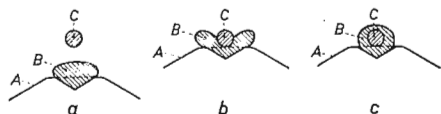
## Voltmetro per radio frequenze Rawson

La Casa RAWSON ELECTRICAL INSTRUMENT CO.,(*) Cambridge, Mass., annuncia la realizzazione di una nuova serie di voltmetri a termocoppia di precisione per alte frequenze. Ideali per il controllo di voltmetri a valvola e come apparecchi di taratura nei laboratori, questi strumenti hanno una risposta identica sia in c.c. che in c.a. e possono quindi essere tarati con precisissimi standard in c.c. La risposta è lineare nell'intero campo delle frequenze industriali, audio, video e radio. Gli strumenti non contengono amplificatori di alcun tipo e non richiedono batterie o alimentazione di sorta.
La taratura è costante, in volt di valore efficace e non vi sono danni a causa di sovraccarichi o errori dovuti a cattiva forma d'onda.
La termocoppia ed il resistore moltiplicatore sono rinchiusi in una scatoletta di alluminio separata dallo strumento, per provvedere alla schermatura e permettere di disporre la termocoppia vicino al circuito sotto misura.
Ciascuna unità è provata per confronto con un campione di estrema precisione per il suo intero campo di frequenze. La risposta è garantita, dal Bureau of Standard degli U.S.A., entro il 2 % al limite superiore delle frequenze e, alle frequenze più basse, è nettamente migliore. Con ogni apparecchio è fornita la completa curva di risposta e ciò con vantaggio della precisione. La resistenza d'entrata è di circa 100 Ω V; il massimo sovraccarico istantaneo è dell'80 %, quello permanente del 50 %; il coefficiente di temperatura, compreso l'indicatore, vale 0,15 %/°C; la temperatura di taratura è di 25°C.
Le caratteristiche delle varie unità sono riportate a fianco.
Sono forniti due modelli di strumenti indicatori da usarsi con le varie unità a termocoppia. Costruiti accuratamente, con pannello in bachelite, in solida cassetta di noce lucidato, scala tarata singolarmente della lunghezza di 127 mm., indice a coltello e specchio sottostante, questi indicatori permettono ad un abile operatore una stima prossima allo 0,1 %. Gli strumenti sono provvisti di un blocco meccanico brevettato per proteggere perni e supporti quando l'apparecchio non è in uso.
I due modelli di strumenti indicatori 501.RFV1 e 501 RFV2 differiscono per la possibilità, offerta dal 501,RFV2, di una regolazione della sensibilità mediante reostato interno, il che permette una maggior precisione dovuta all'eliminazione di errori di temperatura o di taratura della termocoppia.
Le dimensioni (20,3x19,6x10,7 cm) e la precisione di taratura (0,5 % a 25 °C) sono comuni ai due strumenti. (*s. s. b.*)

| Tipo | Fondo Scala | Lim. sup. di freq. |
|---|---|---|
| 801 | 1 V | 100 MHz |
| 802 | 3 V | 100 MHz |
| 803 | 10 V | 100 MHz |
| 804 | 30 V | 40 MHz |
| 805 | 100 V | 5 MHz |

## Registratore rettilineo Recti-Riter della Texas Instruments Inc.

Uno dei problemi che si presentano quando si desidera realizzare un apparecchio registratore di fenomeni variabili con il tempo riguarda la possibilità di trasferire in coordinate cartesiane il diagramma rappresentante la variazione delle grandezze che si intendono esaminare.
Se è facile trovare il sistema di tradurre le varie grandezze meccaniche, termiche, elettriche in una sola grandezza elettrica, corrente o tensione, così da poterle « sentire » con un semplice apparecchio misuratore, non è altrettanto semplice far sì che la penna scrivente, collegata all'indice dell'apparecchio misuratore, dia direttamente un diagramma cartesiano, cioè in coordinate ortogonali.
La soluzione più spesso adottata ricorre all'uso di coordinate curvilinee, cosa che non solo non risolve il problema, ma che comporta faticose letture dei diagrammi, interpolazioni, ecc. Molte altre soluzioni, non tutte con esiti soddisfacenti, sono state proposte ed adottate e praticamente tutte ricorrono ad artifici meccanici tutt'altro che semplici.
La TEXAS INSTRUMENTS INC (*) ha realizzato il suo *Recti Riter*, registratore rettilineo galvanometrico, con un artificio meccanico di estrema semplicità, con attriti ridotti e quindi di ottima precisione. Il diagramma è tracciato direttamente in coordinate ortogonali ed è talmente accurato e preciso da poter essere immediatamente confrontato con quello ottenuto dalle formule o con quello che appare su un oscilloscopio. Ogni parte in movimento di questo sistema a basso attrito è controbilanciata ed i perni sferici assicurano una uniforme pressione di scrittura lungo tutta la larghezza della carta.
L'apparecchio, compatto, portatile, con una larga finestra trasparente che permette la lettura del diagramma sia da posizione eretta che da seduti è stato studiato in modo che non sia necessario smontare alcuna parte per provvedere alla normale manutenzione. Anche l'apertura della carrozzeria è molto semplice e permette una completa accessibilità a tutte le parti meccaniche interne.
Il Registratore viene fornito in due versioni: ad uno o a due canali. Questa seconda versione è preziosa quando si debbano confrontare due grandezze variabili contemporaneamante, ad es. tensione e corrente, nei relè, nei laminatoi, nei servomeccanismi, nelle saldatrici, nelle linee di distribuzione. Altra applicazione del *Dual Recti/Riter* è la taratura di uno strumento per confronto con uno campione quando si vogliano registrare le variazioni, nel tempo, delle indicazioni dell'uno rispetto a quelle dell'altro.
Nei due registratori, la notevole larghezza della carta (fino a 280 mm in quello

(*) Rappresentata in Italia dalla DITTA DR. ING. S. BARLETTA APPARECCHI SCIENTIFICI, Milano.

Presso le officine olandesi della Philips è in funzione un apparecchio per la determinazione della saldabilità dei terminali dei componenti elettrici. Entro la cavità di un blocco per saldare (A, in alto) si trova una goccia di lega fusa (B). Il filo in prova (C) è tenuto fermo più in alto. Il blocco viene sollevato (b) e la goccia di lega per saldare viene suddivisa in due dal filo. Il tempo intercorrente tra questo istante e il momento in cui la goccia si risalda al di sopra del filo viene assunto quale indice dell'altitudine alla saldatura del filo.
Nelle due foto, sopra, il filo separa la goccia di stagno fuso (10): sotto, la goccia si risalda sopra il filo (10).
In basso è raffigurato schematicamente l'apparecchio.

a doppio canale) e ben dieci diverse velocità del rullo, da 300mm/min a 20mm/ora, completano le notevolissime prestazioni di questi strumenti.
Per ogni grandezza da esaminare, lo strumento viene corredato da opportuni adattatori che trasformano la grandezza in milliampere. *(s. s. b.)*

### Curiosità nel campo degli ultrasuoni

L'utilità degli ultrasuoni nelle più svariate applicazioni è ormai un fatto ampiamente conosciuto. Alcune applicazioni poi, sono veramente curiose.
Mediante gli ultrasuoni si può facilmente determinare lo spessore dello strato adiposo degli animali da ingrasso. Si può procedere in due modi: nel primo viene misurato il tempo di transito dell'onda diretta e di quella riflessa attraverso i tessuti dell'animale, da cui viene dedotto lo spessore incognito; nel secondo, più semplice e che permette di usare una lunghezza d'onda più lunga, variando la frequenza del generatore ultrasonoro si riesce a far coincidere i limiti dello strato incognito con due ventri di tensione. *(p.q.)*

### Trasmissione televisiva per l'Olanda del nord

Recentemente ha iniziato la sua attività a Smilde una trasmittente televisiva. Ora i telespettatori dell'Olanda settentrionale possono vedere gli spettacoli sugli schermi dei loro televisori assai migliorati, anche se questo non è avvenuto immediatamente: infatti la trasmittente costruita dalla Philips, che, temporaneamente era stata installata a Irsum, è stata trasportata a Smilde prima di Natale. Nel corso del 1960 anche l'antenna trasmittente sarà portata a Smilde con il risultato che la potenza attuale di emissione raggiungerà i 50 kW.
I telespettatori di questa regione dovranno perciò in molti casi regolare nuovamente le loro antenne televisive.
L'inizio dell'attività di questa stazione trasmittente deve considerarsi come la conclusione del periodo di realizzazione delle rete televisiva olandese.
I programmi possono oggi essere ricevuti in tutta la nazione, sebbene ci siano delle piccole zone in cui la recezione di essi non è ancora molto buona.
La costruzione di una nuova antenna nella principale stazione trasmittente di Lopik mira ad ottenere che la ricezione degli spettacoli televisivi sia ottima dappertutto. *(s.s.p.)*

### Un elaboratore elettronico per le aziende di media dimensione

L'automazione si va decisamente trasferendo negli uffici amministrativi dove i « cervelli » attuano l'automazione del lavoro, contabile e statistico. Infatti, con l'inizio del 1960, primo anno del decennio di piena attuazione della seconda rivoluzione industriale, un deciso passo avanti viene compiuto in tal senso dalle aziende italiane interessate, grazie ad un modello nuovissimo di elaboratore elettronico, l'Univac Solid-State della Remington Rand, il quale è un complesso totalmente transistorizzato e cioè costruito con elementi elettronici solidi (come sono i transistori, i diodi al germanio, gli amplificatori a nucleo magnetico); il bassissimo assorbimento di corrente di questi elementi nei confronti delle sorpassate valvole termoioniche, permette di alimentare un medio calcolatore elettronico come l'Univac Solid-State con appena 15 kVA di corrente.
La velocità operativa del calcolatore transistorizzato è notevolissimo; per darne un'idea basta notare che l'elaboratore dei calcoli (che è il cuore del sistema) compie 11.000 addizioni e sottrazioni oppure tre o quattromila moltiplicazioni al minuto secondo; l'apparecchio di « lettura » dei dati originali (che sono registrati su schede perforate) sfoglia ben 450 schede al minuto; la stampatrice veloce unità di uscita dei risultati in forma tabulato leggibile, può imprimere 4.680.000 caratteri all'ora, poichè stampa 600 righe (di 130 caratteri ognuna) per ogni minuto di funzionamento.
Con l'Univac Solid-State le aziende di media dimensione possono finalmente mettersi al passo con quelle grandissime affrontando anch'esse le ricerche di mercato e le analisi delle vendite che finora potevano essere svolte soltanto con calcolatori elettronici di grande mole o di altissimo prezzo, fuori della portata di buona parte delle aziende italiane.
Il calcolatore elettronico transistorizzato può risolvere questi problemi essendo dotato di una grande versatilità di programmazione, potendo cioè ricevere le più svariate e complesse istruzioni di lavoro, grazie alle bobine di nastro magnetico che può accogliere e leggere a somiglianza dei calcolatori di grande mole. Una sola bobina di nastro magnetico può contenere quasi tre milioni di caratteri, cioè una quantità di dati equivalente a quella di schede 36.000, perforate; di qui la grandissima utilità dei nastri per la soluzione dei problemi amministrativi complessi.
La versatilità di programmazione del lavoro sull'Univac Solid-State permette inoltre di attuare per la prima volta la fusione di un processo unico, a considerevole velocità, delle molteplici fasi meccanografiche che vanno dalla lettura dei dati originali alla stampa dei risultati. Per questo il nuovo calcolatore transistorizzato è considerato lo strumento più veloce ed economico, e perciò di più alto rendimento, che sia a disposizione dell'impresa in procinto di attuare l'automazione in campo amministrativo. *(p.n.i.)*

dott. ing. Franco Simonini

# Il ricevitore AM - MF Europhon ES - 61

Fig. 1 - Aspetto della soluzione Midget del ricevitore AM-FM, mod. ES-61.

OGNI ANNO la nostra industria fa un passo in avanti sfruttando un nuovo ritrovato tecnico. Ora è la volta ad esempio dei mobili radio di legno plastificato. Con sottile strato di resina poliestere si è arrivati a difendere il lucido dell'impiallicciatura in modo tale che oggi il mobile resta sempre nuovo, difeso dalla polvere così come dalla maggior parte degli agenti esterni. Anche le tastiere di comando si sono evolute sia come possibilità e sicurezza di commutazione che come costo, che si è sempre più ridotto.
La gamma acustica è ormai estesa dai 100 ai 15.000Hz e con buona linearità di risposta e relativo comando di toni molto spesso a mezzo di tastiera. A questi cirteri si attiene il ricevitore ES-61 della Europhon che qui presentiamo nella persuasione di fare cosa gradita al lettore, sicuri anzi di fornire utili dati di aggiornamento.

## 1. - LE CARATTERISTICHE DEL RICEVITORE ES-61 EUROPHON

Sintonia con comando meccanico a rinvio frontale a mezzo di ingranaggio in nylon.
Bande coperte: FM 88 ÷ 101 MHz. Medie: 520 ÷ 1.700 kHz. Corte: 5,8 ÷ 19 MHz. Sensibilità: Corte e medie: 20 μV per 50 mW di potenza di uscita: FM: 12μV per 500 mW di uscita con 30 dB di rapporto segnale disturbo per 10 μV di segnale antenna. Potenza massima di uscita: 3 W. Altoparlante ellittico banda: 100 ÷ 15.000 Hz. Toni: bassi: taglio degli acuti a partire dal 5 kHz medi: banda 250 ÷ 6 kHz alti: banda 100 ÷ 15.000 Hz. Comandi: bottoni di volume e sintonia, tastiera con comandi: spento, OM, FM, OC, Fono, Bassi, Medi, Acuti, totale 7 tasti. Antenna interna FM a dipolo.

## 2. - LO SCHEMA ELETTRICO

La parte di alta frequenza si può dividere (vedi lo schema elettrico di fig. 2) in due distinte sezioni: lo stadio di alta e di conversione di F. M realizzato con una 6BQ7 e il complesso di circuiti per onde medie e corte che alimentano gli elettrodi di una normale convertitrice 6AJ8.

Le quattro bobine $L_4$-$L_5$-$L_6$-$L_7$, sono allineate su di uno stesso supporto tubolare ed alternate in modo che lo stesso nucleo di ferrite comanda sia la bobina di antenna OM o quella di OC oppure, l'altro nucleo, la bobina dell'oscillatore o quella di OC.
Questi due nuclei spaziati della lunghezza di una bobina sono allineati su di uno stesso gambo delle dimensioni di una matita e scorrono con movimento di va e vieni, comandato da un rinvio meccanico ingegnosissimo.
Esistono tutt'ora molti costruttori che non credono alla possibilità di un comando permanente meccanico di sintonia.
È infatti estremamente difficile realizzare un comando di sintonia che non abbia gioco a meno di non utilizzare una funicella.
Negli apparti riceventi di tipo militare americano (BC 348, 342 ecc.), il comando di demoltiplica di sintonia era ad esempio realizzato con un costosg ingranaggio. La ruota dentata di maogiori dimensioni era realizzata con due superfici dentate identiche sovrapposte

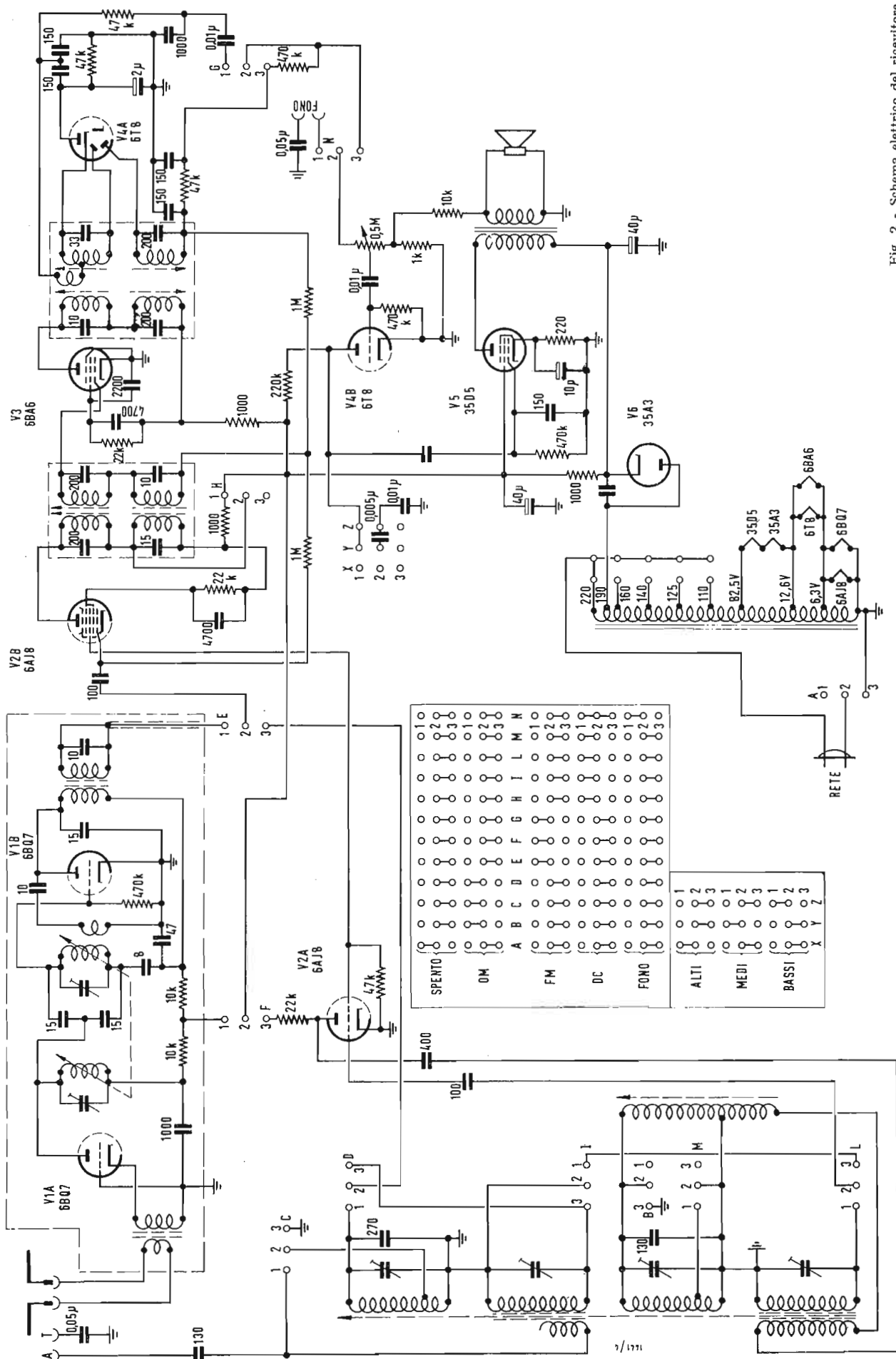



Fig. 2 - Schema elettrico del ricevitore.

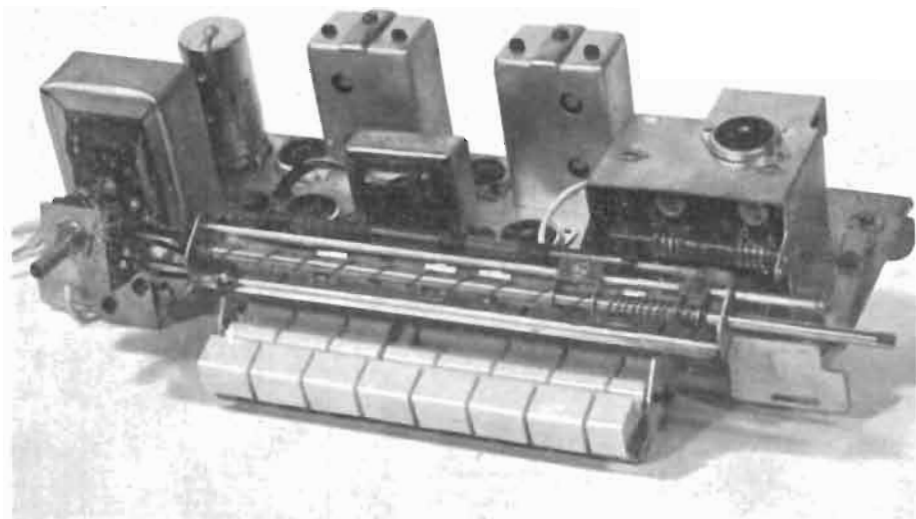



Fig. 3 - Vista frontale dello chassis del ricevitore.

e fissate tra loro in modo da formare un tutto unico.
Una volta fatto ingranare la ruota dentata coi pignoni con cui essa era accoppiata, i due piani dentati della ruota principale venivano fatti ruotare in senso opposto e poi bloccati in modo che si stabiliva in contatto sufficientemente privo di giuoco tra gli elementi dentati.
Ma anche con questo accorgimento era necessario un ritocco periodico degli ingranaggi per permettere un efficace comando di sintonia.
Nel caso del ricevitore ES-61 era poi presente anche un ingranaggio, in materia plastica, destinato a trasmettere con un rinvio a 90 gradi, il comando di rotazione dell'asse.
Per questo motivo quando circa due mesi fa mi passò per le mani un ES61 fu con vera e legittima curiosità che premetti il tasto delle onde corte e tentai la sintonia.
È infatti quello delle onde corte il più delicato quanto a sintonia, perchè, nei ricevitori civili richiede degli spostamenti addirittura micrometrici. I risultati furono così buoni da meravigliarmi e da farmi cadere ogni prevenzione circa il comando meccanico.
Le figure 3 e 4 forniscono ogni particolare della realizzazione meccanica. Come si vede, un'asta articolata trasmette, convenientemente demoltiplicata, il movimento di va e vieni anche al piccolo gruppo di sintonia ad onde ultracorte per FM disposto in « torretta » sopra al piano generale dello chassis. La tastiera è disposta in modo razionale frontalmente ed a filo dello chassis, con i contatti nelle immediate vicinanze del gruppo di alta frequenza così che tutti i relativi collegamenti, cortissimi, sono realizzati con facilità sfruttando i fili stessi che escono dallo chassis.
Questa tastiera è stata realizzata su progetto diretto dalla EUROPHON ed è stata regolarmente brevettata.
I contatti sono sicuri ed in discreto numero. Ma, a snellire le prestazioni della tastiera, sta il fatto che, se alcuni tasti comandano un numero ridotto di contatti, i tasti adiacenti possono occupare anche lo spazio da essi non utilizzato, permettendo così il massimo di commutazioni per tasto. In ciò sta la novità del ritrovato.
Ciò ha permesso l'ampio gioco di commutazioni che si è riportato in fig. 2 nello schema elettrico. Anzi tre tasti sono stati adibiti alla regolazione dei toni acuti medi e gravi. Il gruppo di alta frequenza è separato in due. Da un lato una 6BQ7 amplifica in alta frequenza con una sezione, e converte con la seconda sezione triodica oscillatrice.
Il gruppetto di alta a torretta comprende una media frequenza il cui terminale di uscita, con cavetto schermato, raggiunge la tastiera di commutazione. La sezione pentodo della 6AJ8 viene così a funzionare da prima amplificatrice media frequenza a 10,7 MHz per la ricezione FM, mentre la 6BA6 amplifica in seguito in modo da portare un discreto segnale al discriminitore a rapporto per FM.
Naturalmente le medie FM ed AM sono collegate in serie in placca alla 6AJ8 e 6BA6 secondo la disposizione che è oramai comune in tutti i ricevitori civili. Nel funzionamento a FM su 10,7 di media il condensatore di sintonia nella media a 467 MHz fa da bypass e nel funzionamento ad AM l'induttanza dell'avvolgimento della media a 10,7 non introduce né induttanza né perdite apprezzabili.
Allo scopo di evitare inneschi è perciò necessario disporre dal lato più caldo verso la placca, le medie a 10,7 MHz.
Nel gruppo OC-OM le bobine $L_4$ ed $L_5$ portano la radiofrequenza al circuito di ingresso della 6AJ8. L'antenna nella bobina $L_4$ per OM entra in presa sulla induttanza di sintonia realizzando un ottimo accoppiamento di impedenza.
Nel caso delle OC invece l'antenna viene accoppiata con un certo numero di spire che agiscono come una piccola capacità di ingresso.
Particolare importante: un gioco di commutatori mette a massa, nel funzionamento in FM, la griglia della sezione triodica della 6AJ8 allo scopo evidente di evitare inneschi indesiderati.
Il circuito dell'oscillatore è semplicissimo e di tipo normale. Il triodo della 6AJ7 lavora in Meissner alimentando con un circuito in parallelo (che esclude i pericoli di tensione anodica nelle bobine del gruppo di alta frequenza), nel caso delle onde corte una bobina di reazione direttamente accoppiata al circuito di sintonia e nel caso delle onde medie, la bobina di padding per l'allineamento delle scale come taratura di frequenza. Poche spire accoppiate a questa bobina permettono infatti di indurre il segnale in fase opportuna per l'innesco; vediamo ora la sezione rivelatrice. Il triplo diodo 6T8 provvede a rivelare con un discriminatore di tipo bilanciato la FM sfruttando due diodi, uno dei quali ha il catodo separato da quello degli altri due.

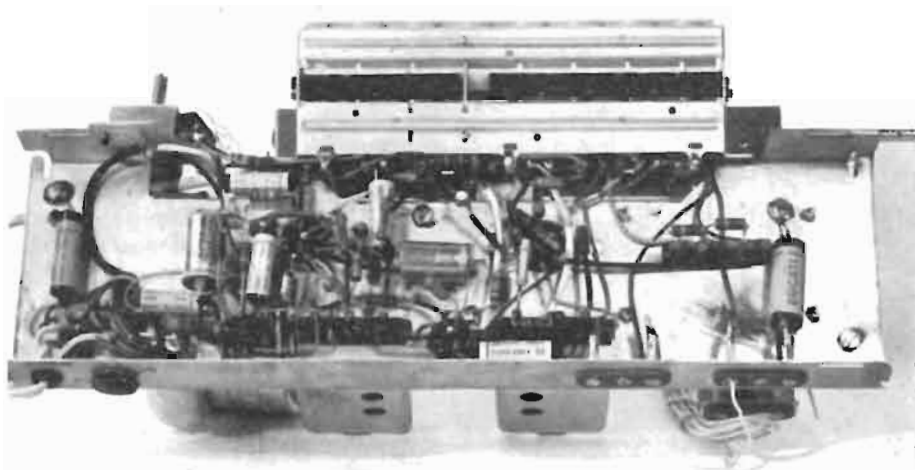



Fig. 4 - Vista dei collegamenti e della tastiera di commutazione.

In uscita è disposto il filtro di deenfasi, dopo di che con un condensatore si passa ai circuiti di accoppiamento della bassa frequenza.

Anche qui le commutazioni della tastiera divengono utilissime in quanto:

— Commutano l'entrata del fono sul potenziometro di ingresso. Detto ingresso, dato che l'apparecchio è alimentato ad autotrasformatore, è collegato tramite un condensatore che chiude a massa il circuito isolandolo nello stesso tempo a massa.

— Commuta l'ingresso della bassa frequenza dall'uscita FM e quella di AM a seconda del tasto premuto.

Indubbiamente anche dal punto di vista della miniaturizzazione e della praticità la tastiera, oltre a risultare rapida e comoda per il radioascoltatore permette, per il costruttore, l'impiego di un minimo di contatti che vengono sfruttati in modo molto più completo e pratico che non con il commutatore di tipo classico. Soprattutto si ha una maggior possibilità nell'impiego pratico in quanto più funzioni possono venir espletate contemporaneamente come nel caso, già visto, del contatto che evita inneschi dell'oscillatore locale.

Il comando dei toni, pure ottenuto con la tastiera, non fa altro che:

— non collegare nessun condensatore a massa dalla placca della 6T8, triodo, con che si ha il massimo di linearità (100 ÷ 15.000 Hz) sfruttabile per FM (toni alti).

— collegare invece in derivazione verso massa due condensatori in serie (toni medi);

— collegare verso massa un solo condensatore (toni bassi).

Il gruppo di bassa frequenza (triodo 6T8 – pentodo 35Q5) è controreazionato convenientemente con un collegamento che dal trasformatore di uscita ritorna verso il potenziometro di volume.

Parte dell'uscita di bassa frequenza con opportuna scelta di fase viene così introdotta di nuovo nel circuito di preamplificazione con un'attenuazione. Questa è realizzata a mezzo di due resistenze disposte a partitore. L'elemento inferiore del partitore è inserito in serie al capo freddo del potenziometro di volume. Questa disposizione presenta un inconveniente sia pure da poco. Non è possibile infatti eliminare del tutto l'uscita di bassa frequenza del ricevitore quando si ruota verso massa il cursore del potenziometro. Nel nostro caso però l'amplificazione negli stadi di bassa frequenza è elevata, per conseguenza la resistenza del lato inferiore del partitore è molto bassa e riduce praticamente la portata della cosa.

Il tasso di controreazione introdotto riduce l'impedenza di lavoro dell'altoparlante di modo che questo, oltre a rispondere discretamente sulle note basse, dato il diametro maggiore dell'ellisse che permette anche i 100 Hz, acquista una bella brillanza di toni specie nei medi per effetto delle migliori risposte ai transitori introdotta dal maggior smorzamento del cono.

L'alimentazione è di tipo convenzionale ed economico ma è stata studiata per il migliore dimensionamento dell'autotrasformatore. I filamenti delle 6 valvole sono infatti distribuiti opportunamente sulle spire della presa zero a quella dei 110 V.

L'anodica viene ricavata dalla presa a 190 V e raddrizzata con una 35A3

Ai capi di questo tubo è disposto un condensatore di debole capacità che ha il compito di ridurre sensibilmente i disturbi provenienti dalla rete.

La placca della finale di bassa frequenza viene alimentata direttamente dall'anodica che si localizza ai capi del primo elettrolitico, mentre la griglia schermo logicamente è alimentata con la tensione filtrata da un secondo elettrolitico e da una resistenza in serie di caduta. Ai capi del trasformatore di uscita è disposto un condensatore di piccolo valore a carta allo scopo di tagliare l'eccesso di toni acuti. La risposta di frequenza resta ciononostante lineare fino ai 15.000 Hz.

## 3. - IL MONTAGGIO

Le due fotografie di cui alla fig. 3 e 4 mostrano chiaramente i particolari del montaggio. Come si può notare lo chassis è stato appiattito al massimo e tutti i componenti distesi con un cablaggio molto «facile» che evita per quanto possibile ogni aggrovigliamento. A tale scopo lo chassi è stato esteso in larghezza in modo da facilitare al massimo la rapidità di montaggio dei collegamenti.

Altro particolare interessante è il seguente: tutte le valvole, tranne la convertitrice, (per ovvi motivi di vicinanza al gruppo) sono state disposte verso il fondo dello chassis presso la griglia posteriore di chiusura del mobile. Questo è della massima importanza per facilitare la aereazione specie della 35A3 e della 35Q5 che sono i tubi di maggiore dissipazione.

Infatti con questo accorgimento il piano superiore del ricevitore non scalda che minimamente. La parte frontale del mobile viene stampata in urea bianca che contrasta piacevolmente con tono bruciato del legno plastificato che compone il resto del mobile. Questa mascherina frontale che si applica col la massima facilità semplifica al massimo (quindi anche di costo) il disegno del mobile in legno che rimane così composto da quattro sole assicelle. La parete posteriore evita ogni contatto con lo chassis che è collegato ad un capo della rete e reca le diciture necessarie alla manovra del cambio tensione ed al collegamento di antenna e fono. Sul lato superiore del mobile del lato interno è disposto un dipolo in carta stagnola di dimensioni tali da assicurare una sufficiente larghezza di banda ed una buona sensibilità.

## 4. - LA MESSA A PUNTO DELL'APPARATO

Si procede inizialmente all'allineamento del circuito di AM tarando con un oscillatore modulato su 467 kHz i circuiti di media frequenza. Si allinea successivamente la media a 10,7 MHz con un debole accoppiamento capacitivo sul secondo triodo della 6BQ7.

Si allineano, agendo sui nuclei delle medie, i vari trasformatori partendo naturalmente da quello del discriminatore e controllando con un voltmetro a valvola la tensione di polarizzazione ai capi del condensatore da 2 μF e ritoccando per la massima lettura.

Allineata la media frequenza si centrerà il discriminatore controllando con il voltmetro a valvola lo zero di tensione per i 10,7 MHz ai capi del circuito di deenfasi (67K-1.000 pF) e regolando la sintonia del secondario del discriminatore.

Ciò fatto si procederà alla messa a punto dei circuiti di alta frequenza; per l'FM, si dovranno regolare il compensatore dell'oscillatore per la taratura di scala e quello di sintonia per le frequenze più elevate.

Per le OC si procederà come per l'FM mentre per le OM si regolerà la frequenza in corrispondenza dei 520 kHz con la bobina di padding dell'oscillatore e del lato dei 1.600 kHz con il compensatore a mica previsto allo scopo.

Il ricevitore è veramente molto sensibile ed il buon bilanciamento dei componenti, il discriminatore permette una buona difesa dai disturbi.

## 5. - LA SOLUZIONE « MIDGET »

La Europhon ha elaborato anche una soluzione tipo Midget in cui il ricevitore è accoppiato con il giradischi in un mobile di notevole eleganza sempre con legno plastificato. Naturalmente l'altoparlante ha dovuto così essere spostato sul fianco del mobile, ma allo scopo di mantenere una perfetta ricezione dei toni acuti, in questa soluzione un piccolo altoparlante con il cono di modeste dimensioni (8 cm) è stato disposto sul fronte del mobile in modo da garantire una buona direzionabilità verso chi ascolta. Tutte le altre caratteristiche del ricevitore rimangono invariate. Il giradischi è l'ultimo tipo Europhon migliorato nella trasmissione del movimento e nelle sospensioni.

A

Fig. 5 - Fotografia del ricevitore ES-61 con mobile in legno plastificato.

## Il « Pioneer V » continua a trasmettere

Un nuovo capitolo dell'esplorazione scientifica dello spazio si è aperto l'11 marzo, con il lancio da Cape Canaveral (Florida) della sonda interplanetaria « Pioneer V » lungo un'orbita solare intermedia rispetto a quelle descritte dalla Terra e da Venere.

La sensazionale impresa ha avuto inizio alle 8,00 antimeridiane (ora locale, corrispondente alle 14,00 in Italia), con il lancio di un razzo vettore « Thor-Able » (IV serie) a tre stadi, recante sulla sommità una sonda di 23 chili con apparecchi e strumenti largamente miniaturizzati. Ad una distanza di circa 480 km dalla superficie terrestre, l'ultimo stadio del razzo vettore ha impresso alla sonda « Pioneer V » una velocità finale di 40.020 km orari. Pur essendo inferiore di circa 240 km a quella prestabilita, la velocità finale ha superato, comunque, di 926 km orari quella minima necessaria per inserire il « carico utile » in un'orbita solare. Ventisette minuti dopo il lancio da Cape Canaveral, un tecnico americano addetto al gigantesco radiotelescopio inglese di Jodrell Bank (Manchester) ha comandato via radio il distacco del terzo stadio dalla sonda sferica, che nel frattempo aveva raggiunto una distanza di 8.000 km dalla Terra.

Un quarto d'ora dopo la partenza del razzo vettore dalla piattaforma di lancio, una delle due radiotrasmittenti, e precisamente quella da 5 W, destinata a mantenere il contatto radio con le stazioni terrestri nella prima fase dell'impresa spaziale, ha trasmesso i primi dati raccolti nelle regioni superiori dell'atmosfera terrestre per 15 minuti di seguito, confermando in pieno il successo del lancio.

Secondo i dati elaborati dall'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA), che ha preparato ed effettuato il lancio in collaborazione con l'Aeronautica degli Stati Uniti, il «Pioneer V » descriverà un'intera orbita intorno al Sole in 311 giorni, percorrendo complessivamente 848.105.000 km ad una velocità media di 112.500 km orari, leggermente inferiore a quella di Venere lungo la sua orbita (125.500 km orari) e superiore di 5.500 km orari a quella della Terra.

Secondo gli scienziati del NASA, passeranno almeno 100 mila anni prima che la sonda possa avvicinarsi all'atmosfera terrestre in misura tale da disintregrarvisi.

Il « Pioneer V » ha una forma molto simile al satellite artificiale americano « Explorer VI », immesso in orbita il 7 agosto 1959 intorno alla Terra. Alla realizzazione della nuova sonda hanno partecipato, oltre ai laboratori del NASA e della Divisione Missili Balistici del Comando Aereo Studi ed Esperienze, circa 50 industrie, centri universitari ed organizzazzioni scientifiche.

Quattro « ruote da mulino », recanti complessivamente 4800 cellule solari al silicio, sono disposte all'esterno della sonda spaziale. Nonostante il numero ridotto delle cellule solari rispetto all'« Explorer VII » il percorso più vicino al Sole dovrebbe assicurare lo sviluppo di un'energia più intensa del 30 ÷ 40 per cento, e quindi sufficiente per l'alimentazione della radiotrasmittente da 150 W, che entrerà in funzione quando la sonda avrà raggiunto una distanza di qualche milione di chilometri della Terra.

La temperatura all'interno della sonda, secondo i primi dati ricevuti dalle stazioni terrestri, si mantiene tra i limiti previsti, cioè da 10 a 26,4 gradi centigradi, grazie alla conformazione delle « zebrature » di vernice speciale adottata per il rivestimento della sfera.
La sonda è destinata in primo luogo a consentire indirettamente la misurazione esatta della distanza media tra il Sole e la Terra, nota come unità astronomica fondamentale; la triangolazione tra diversi corpi celesti e la sonda-radio potrà precisare l'entità di questo valore, che attualmente si ritiene approssimato in più o in meno di 80.000 km.
Altri obiettivi di fondamentale importanza della nuova impresa spaziale è il collaudo delle radiotrasmittenti per le comunicazioni interplanetarie, nonchè la misurazione delle radiazioni, della particelle cosmiche, degli urti con i micrometeoriti vaganti nello spazio, dei campi magnetici e delle temperature lungo l'orbita solare in regioni dello spazio comprese entro un raggio di 80.000.000 di chilometri dalla Terra, cioè nei limiti della portata della radiotrasmittente da 150 watt.
A tale scopo, sono stati sistemati a bordo del planetoide solare i seguenti strumenti scientifici:

1) Contatore delle radiazioni ad alta energia, realizzato dall'Università di Chicago, che misura le formidabili radiazioni primarie emesse dal Sole;

2) Camere di ionizzazione e contatore Geiger-Muller, che misura il flusso totale delle radiazioni incontrate lungo l'orbita solare;

3) Contatore di micrometeoriti, realizzato dal Centro Studi Cambridge dell'Aeronautica, che misura il numero e la quantità di moto delle particelle di pulviscolo cosmico che urtano contro la sonda;

4) Magnetometro per accertare la forza e la direzione dei campi magnetici nello spazio interplanetario;

5) Indicatore di assetto, che ha il compito di fornire un impulso elettrico ogni qualvolta viene a trovarsi in direzione del Sole; e l'apparecchio segnalerà in ogni istante alle stazione terrestri la posizione relativa della sonda rispetto al Sole, al fine di agevolare l'interpretazione di tutti gli altri dati raccolti dalle apparecchiature di bordo;

6) Termistori per misurare le temperature interna ed esterna (sulle « pale da mulino »).

7) Unità « logiche » che trasformano le diverse azioni degli strumenti in segnali trasmissibili con la radio;

8) Telecomandi radio per l'apertura e la chiusura di determinati circuiti su richiesta delle stazioni terrestri;

9) Memorie magnetiche per immagazzinare i dati raccolti durante le pause tra una trasmissione e l'altra alle stazioni terrestri;

10) Trasmittente da 5 W per la diffusione dei dati nella fase iniziale del volo spaziale, operante sulla frequenza di 378 MHz; a comando si trasformerà in amplificatore pilota della trasmittente a grande raggio;

11) Trasmittente da 150 W, venti volte più potente degli apparati impiegati in precedenza per le comunicazioni spaziali; dovrebbe consentire la trasmissione sino a 80 milioni di chilometri dalla Terra.

Alla localizzazione della sonda e all'ascolto dei suoi radiosegnali prendono parte, oltre alla gigantesca stazione radar inglese di Jodrell Bank, le stazioni americane di Milstone Hill (New Hampshire), South Point (Hawaii), Cape Canaveral (Florida) e Singapore (Malesia). Le cinque stazioni sono collegate per telescrivente con il Centro per la Navigazione Spaziale di Los Angeles, che provvederà ad elaborare e coordinare i dati raccolti e a comunicarli all'intera comunità scientifica mondiale.

*(u. s.)*

## Lieve deviazione dell'orbita del « Vanguard » prodotta dai fotoni

Un gruppo di scienziati dell'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) diretto dal fisico Peter Musen è riuscito ad individuare, dopo alcuni mesi di attento studio dei dati forniti dalle stazioni di ascolto e di localizzazione dei satelliti artificiali sull'orbita del « Vanguard I », la causa di una lieve deviazione del satellite statunitense riscontrata da qualche tempo.
Secondo il dott. Musen, la deviazione di circa un chilometro rilevata nell'orbita precedentemente calcolata per il « Vanguard I » in corrispondenza del perigeo (ossia del punto dell'orbita più vicino alla Terra) deve essere attribuita alla pressione che il Sole esercita sul satellite artificiale, mediante i fasci di fotoni (corpuscoli della luce) emessi dall'altro.
Come è noto, secondo la teoria dei « quanti », la luce visibile e tutte le altre forme di radiazioni elettromagnetiche constano di fotoni in movimento alla velocità della luce, la cui massa varia in rapporto alla loro origine. Pertanto, la massa di un fotone dei raggi X corrisponde all'incirca a quella di un elettrone, mentre la massa di un fotone dei raggi cosmici supera di parecchie volte quella di un protone.
L'intensità luminosa di un fascio di luce è proporzionale al numero dei fotoni che il fascio trasporta. Peraltro, la caratteristica principale del fotone è di possedere una doppia natura, corpuscolare e ondulatoria. In termini più semplici, quando un fotone è in completa stasi è privo di massa, mentre, alla velocità della luce, acquista energia e massa.
La pressione dei fasci di radiazioni solari sulla sfera del « Vanguard I », sino a farla deviare dall'orbita, conferma ulteriormente la possibilità di impiegare i fotoni per imprimere alle vele delle astronavi interplanetarie attualmente allo studio una velocità notevole senza alcun bisogno di motori termici o nucleari.

*(u.s.)*

## Un orologio atomico campione per misurare le radiofrequenze

Il laboratorio dell'Ufficio Nazionale Pesi e Misure (National Bureau of Standards) ha ha realizzato dopo 14 anni di esperienze e di ricerche un nuovo tipo di orologio atomico che potrà essere utilizzato sia per rendere precisi i segnali radio campione trasmessi dal laboratorio, sia per accertare se le stazioni radio-televisive commerciali trasmettono effettivamente sulle frequenze loro assegnate dall'Ente federale per le Comunicazioni (F.C.C.).
L'orologio atomico campione consta di una fonte di cesio i cui atomi vibrano 9 miliardi e 200.000.000 di volte al secondo. Le vibrazioni degli atomi sono sufficientemente rapide per garantire un'estrema accuratezza nelle misurazioni e nello stesso tempo sufficientemente lente per essere avvertite e misurate con normali strumenti.
Le vibrazioni degli atomi di cesio possono essere utilizzate anche per misurare il tempo con uno scarto massimo di un secondo in 1000 anni.

*(u.s.)*

J. L. B.

# Preamplificatore stereofonico bicanale*

*Si descrive un preamplificatore stereofonico di alta qualità, adatto per essere impiegato con una coppia di amplificatori la cui potenza di uscita può raggiungere i 20 W.*

NELLA FIG. 1 È RIPORTATO lo schema del circuito di un preamplificatore stereofonico bicanale di alta qualità. In essa viene riportata, come al solito, soltanto la parte comune ai due canali e quella relativa al solo canale di sinistra, che in figura è racchiusa tra due linee verticali tratteggiate.
Fondamentalmente il circuito risulta da una combinazione di due preamplificatori a due valvole. Ciascuno di essi è equipaggiato con due pentodi a basso fattore di rumore, del tipo EF 86, i quali forniscono una tensione di uscita sufficiente per pilotare un amplificatore di potenza da 20 W. Mediante un semplice partitore di tensione si può attenuare il segnale di uscita quando questo viene utilizzato per pilotare amplificatori di potenza inferiore, per esem-

(*) Il preamplificatore stereofonico qui descritti e i due amplificatori presentati nel fascicolo 3, marzo 1960, pag. 132, sono stati elaborati a cura della Philips (Bollettino tecnico di Informazione Philips, n, 16).

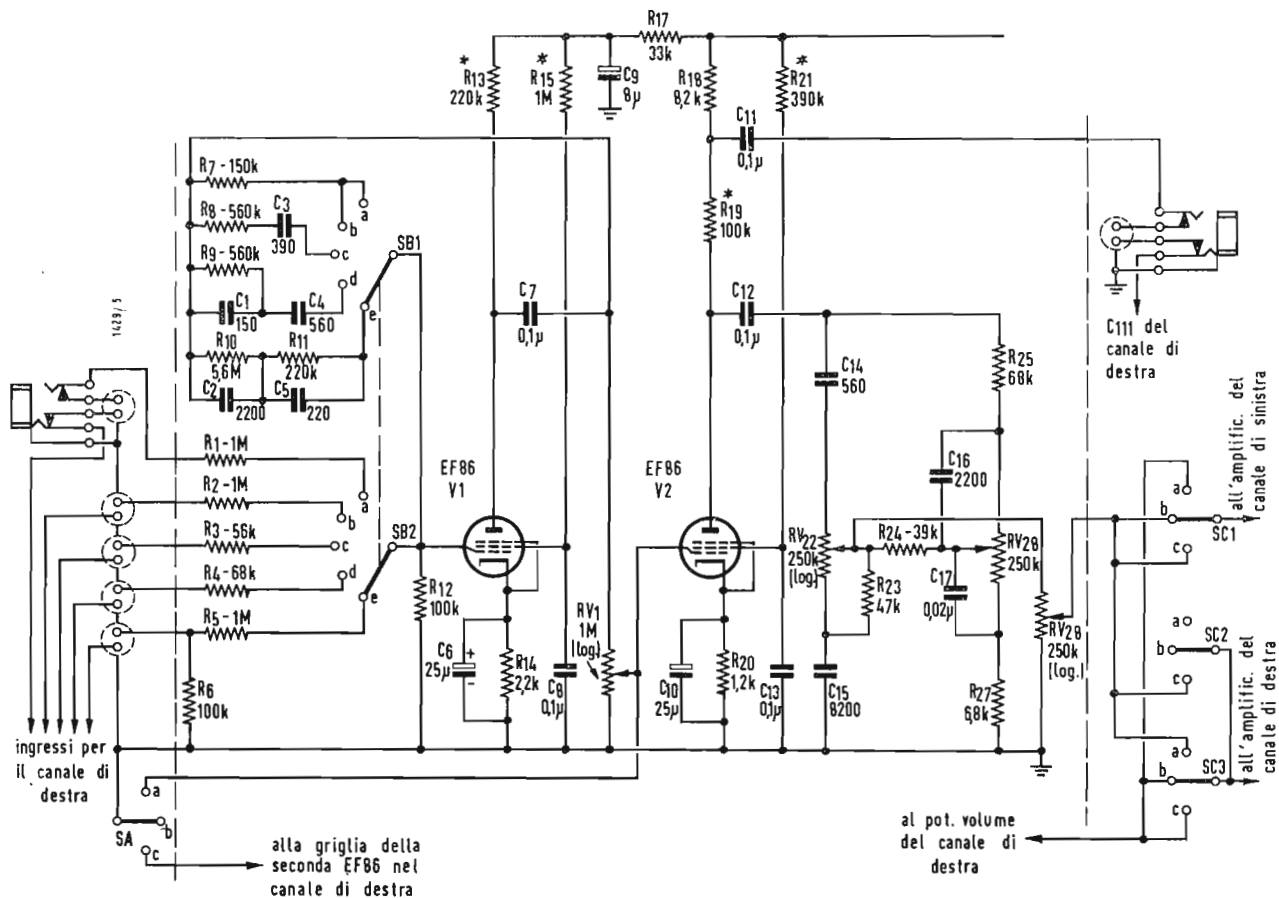
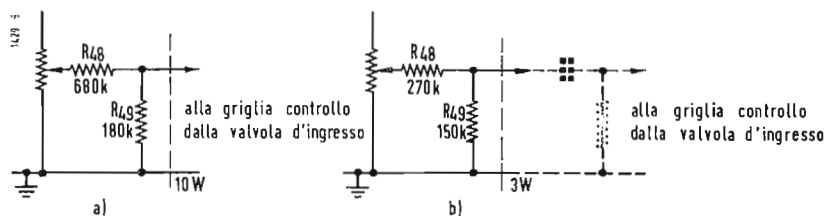



Fig. 1 - Schema elettrico del circuito del preamplificatore stereofonico (è indicato soltanto il canale di sinistra).
*Morsetti d'ingresso* (dall'alto in basso nello schema)
1) Ingresso ausiliario
2) Ingresso radio
3) Ingresso magnetofono
4) Ingresso fonorivelatore magnetico
5) Ingresso fonorivelatore a cristallo.
*SA commutatore di massa dei canali.*
a) Canale di sinistra a massa
b) Nessun canale a massa
c) Canale di destra a massa
*SB commutatore d'ingresso*
a) Ingresso ausiliario
b) Radio
c) Nastro
d) Microsoleo
e) 78 giri/minuto
*SC commutatore riproduzione monoaurale/stereofonica*
a) Stereo invertita
b) Stereo normale
c) Bicanale monoaurale.
(*) Elevata stabilità.
(**) Il potenziometro antilogaritmico si trova nel canale di destra.

pio, da tre e dieci watt d'uscita.
Uan presa ausiliaria sistemata su un punto intermedio del carico anodico della seconda EF 86 di ciascun canale, serve per l'eventuale registrazione dei programmi.
In questo circuito sono state previste delle prese di adattamento per fonorivelatori a cristallo e magnetici, per l'amplificazione di programmi registrati su nastro e per sintonizzatori FM. Ognuno dei due morsetti d'ingresso è

quali è impiegato il pentodo ad elevato guadagno tipo EF 86. La caratteristica di equalizzazione è stata ricavata nel primo stadio e ottenuta per mezzo di una controreazione selettiva prelevata sull'anodo e riportata sulla griglia della prima EF 86. Nel secondo stadio non interviene alcuna reazione ed il segnale, prelevato dall'anodo della seconda EF 86 attraverso il condensatore $C_{12}$, viene trasferito alla rete del controllo di tono.

Fig. 2 - Attenuatore per l'impiego del preamplificatore con amplificatore di potenza da 10 e da 3 W.

collegato con un contatto del commutatore $SB$ che ha il compito di selezionare i segnali provenienti dalle diverse sorgenti.
Lo stesso commutatore collega a massa i restanti morsetti che non vengono utilizzati. Le posizioni dell'interruttore, da sinistra a destra, sono:
Entrata ausiliaria, Radio, Nastro magnetico, Fonorivelatore magnetico, Fonorivelatore a cristallo.
La curva di equalizzazione adottata nel preamplificatore stereofonico risponde alle attuali norme R.I.A.A. adottate dalle principali ditte produttrici di dischi. La caratteristica d'ingresso che corrisponde alla posizione $C$ del commutatore $SB$ è stata prevista per l'impiego di testine magnetiche ad alta impedenza con lettura del nastro magnetico alla velocità di 19 cm al secondo. Il controllo di tono impiegato in ciascun canale copre una estesa gamma di frequenze e consente l'esaltazione e l'attenuazione di circa 15 dB sia per per i toni alti che per quelli bassi della banda passante. L'interruttore $SA$ permette l'utilizzazione di entrambi o di uno solo dei canali. Nelle posizione $a$ e $c$ viene cortocircuitata verso massa la griglia della seconda EF 86 rispettivamente del canale di sinistra e di quello di destra, mentre nella posizione $b$ sono utilizzati entrambi i canali.
L'interruttore $SC$, posto tra il controllo di volume $RV_{28}$ ($RV_{128}$) e l'ingresso degli amplificatori di potenza, consente di collegare i due canali, sia in senso normale che in senso inverso (*), per la riproduzione stereofonica o per la riproduzione monoaurale a due canali.

## 1. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Ciascun canale del preamplificatore è costituito da due stadi in ciascuno dei La suddetta sistemazione è stata adottata per ottenere una bassa impedenza nel circuito di griglia del primo stadio e diminuire in tal modo il fruscio proprio del fonorivelatore. Inoltre ne risulta una diminuzione del guadagno del primo stadio e perciò viene anche ridotto l'effetto Miller (tra anodo e griglia della prima EF 86) che, come si sa, può peggiorare notevolmente la prestazione del circuito quando vengano impiegate delle resistenze di griglia di valore ohmico molto elevato.
Le resistenze in serie nel circuito d'ingresso servono per regolare al valore più opportuno la sensibilità e l'impedenza di ciascun canale. I valori riportati in figura 1 sono stati scelti prevedendo l'impiego dell'amplificatore con i diversi tipi di fonorivelatori più comunemente usati, ma, sia la sensibilità che l'impedenza d'ingresso possono essere cambiate scegliendo dei valori appropriati per le suddette resistenze(**).
Il massimo segnale di uscita è ottenibile con il circuito indicato in fig. 1 ed è sufficiente per pilotare un amplificatore da 20 W. Il segnale d'uscita può essere ridotto al livello richiesto per pilotare amplificatori da 10 o da 3 W mediante l'introduzione di un opportuno attenuatore tra il controllo del volume $RV_{28}$ ed il commutatore $SC$ della fig. 1. Un segnale d'uscita ausiliario di 250 mV, che può essere utilizzato per la registrazione dei programmi, viene prelevato da un punto intermedio del carico anodico della seconda EF 86.
Per compensare eventuali differenze nelle potenze acustiche in uscita dei due canali sono stati inseriti, tra i due stadi, i due potenziometri di bilanciamento $RV_{16}$ ed $RV_{116}$. Il primo di essi è del tipo logaritmico collegato in senso inverno ed il secondo, meccanicamente solidale col primo, è del tipo antilogaritmico collegato in senso normale.
Lo stesso alimentatore degli amplificatori di potenza può essere utilizzato per i due canali del preamplificatore montando il filtro di livellamento sullo stes-

(*) Il collegamento inverso dei due canali nella riproduzione stereofonica è ottenuto quando i segnali d'ingresso del canale di sinistra e di quello di destra vengono trasferiti sugli altoparlanti rispettivamente di destra e di sinistra.
(**) L'impedenza complessiva all'ingresso di ciascun canale comprende l'impedenza di griglia della EF 86 modificata dai componenti della rete di controreazione e dalla impedenza della rete resistiva d'ingresso.

*Tabella 1 - Componenti del filtro di livellamento per l'alimentazione di ciascun canale.*

| Potenza dell'amplificatore (W) | Resistenza di smorzamento (kΩ ± 10 %; 1/2W) | Capacità di disaccoppiamento (μF) |
|---|---|---|
| 20 | 56 | 16 |
| 10 | 22 | 16 |
| 3 | 22 | 16 |

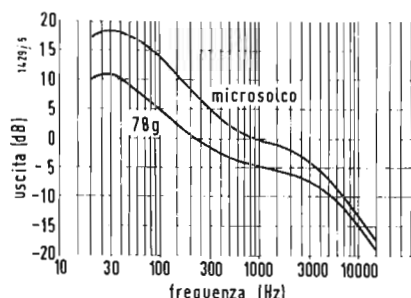



Fig. 3 - Caratteristica di equalizzazione adottata nel preamplificatore stereofonico quando viene pilotato con fonorivelatore a cristallo o magnetico (curva in basso per 78 giri/minuto; curva in alto per microsolco).

so chassis dell'amplificatore di potenza. I valori di questi componenti variano col tipo di amplificatore usato; a scopo indicativo sono stati riportati nella tabella 1 alcuni valori pratici di resistenza e di capacità. Ciascun canale del preamplificatore assorbe una corrente di 3 mA e 230 V ed una corrente di accensione di 0,4 A alla tensione di 6,3 V.

## 2. - PRESTAZIONI DEL CIRCUITO

I valori del rumore di fondo riscontrati nel preamplificatore per ciascuna posizione del commutatore d'ingresso *SB* sono stati rilevati collegando ciascun canale con un amplificatore di potenza da 20 W. Le misure sono state fatte all'uscita dell'amplificatore di potenza lasciando aperti i terminali d'ingresso del preamplificatore.
Anche la curva di risposta in frequenza è stata rilevato con il preamplificatore e l'amplificatore di potenza collegati in cascata.
I valori di sensibilità che indichiamo qui di seguito corrispondono ad un segnale di uscita di 250 mV sul carico anodico complessivo della seconda EF 86. Tutte le misure sono state eseguite dopo aver ottenuto il bilanciamento dei due canali.

## 3. - INGRESSI

Le curve di equalizzazione corrispondenti alle posizioni di fonorevelatore magnetico e a cristallo sono riportate in fig. 3. La diversa sensibilità tra le posizioni per il disco microsolco e quello a 78 giri/minuto è ottenuta cambiando l'entità della controreazione mediante le posizioni *d* ed *e* del commutatore $SB_1$ della fig. 1.

### 3.1. - Fonorivelatore magnetico

Impedenza d'ingresso 100 kΩ (circa)
Sensibilità ad 1 kHz
(a) microsolco 5 mV
(b) 78 giri/minuto 15 mV
Rumore e fruscio
(a) microsolco 55 dB al di sotto di 20 W
(b) 78 giri/minuto 57 dB al di sotto di 20 W

I valori indicati in fig. 1 sono più adatti per fonorivelatori a riluttanza magnetica variabile ma se si aumenta il valore della resistenza in serie $R_4$ potrebbero usarsi anche i tipi a bobina mobile, aventi una tensione d'uscita più elevata.

### 3.2. - Fonorivelatore a cristallo

Impedenza d'ingresso 100 kΩ
Sensibilità ad 1 kHz
(a) microsolco 70 mV
(b) 78 giri/minuto 210 mV
Rumore e fruscio
(a) microsolco 55 dB al di sotto di 20 W
(b) 78 giri/minuto 57 dB al di sotto di 20 W

In questa posizione possono essere impiegati i fonorivelatori a cristallo a bassa o media tensione d'uscita. L'ingresso viene caricato con la resistenza da 100 kΩ $R_6$ allo scopo di approssimarne la caratteristica a quella della capsula magnetica e per consentire l'impiego della stessa rete di reazione. Ciò costituisce la miglior soluzione di compromesso per la maggior parte dei fonorivelatori. Tuttavia se il fonorivelatore disponibile non è adatto per questa forma di carico od il suo segnale d'uscita è troppo elevato, allora può essere collegato ad un morsetto ausiliario la cui funzione verrà descritta in seguito.

### 3.3. - Nastro magnetico

Impedenza d'ingresso 80 kΩ (circa)
Sensibilità a 5 kHz 4 mV
Rumore e fruscio 52 dB al di sotto di 20 W

La caratteristica di equalizzazione corrispondente a questa posizione è indicata in fig. 5. Per frequenze superiori a 100 Hz essa risponde alle norme C.C.I.R., mentre nel campo di frequenze al di sotto di detto valore è stata introdotta una certa attenuazione rispetto alla curva normalizzata. Il preamplificatore è adatto per essere impiegato con testine ad alta impedenza con le quali la caratteristica adottata consente di ottenere una buona prestazione. Se si richiede una maggior sensibilità si diminuirà il valore di $R_3$ fino ad ottenere il valore richiesto.

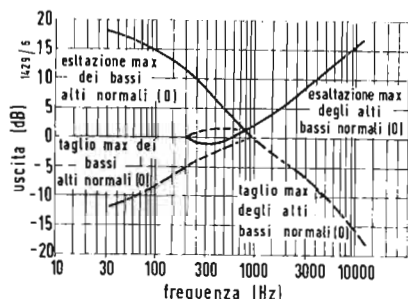



Fig. 4 - Caratteristica del controllo di tono del preamplificatore stereofonico.

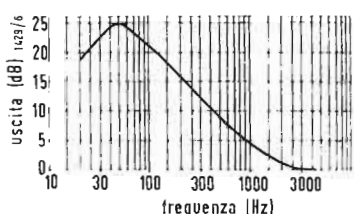



Fig. 5 - Caratteristica di equalizzazione adottata nel preamplificatore stereofonico quando esso viene utilizzato per la riproduzione di incisioni su nastro magnetico.

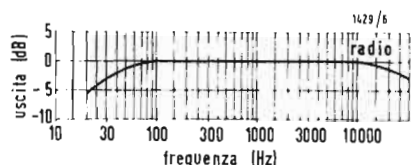



Fig. 6 - Risposta in frequenza del preamplificatore stereofonico quando il segnale d'ingresso proviene dal sintonizzatore a modulazione di frequenza.

### 3.4. - Radioricezione

Impedenza d'ingresso 1 MΩ
Sensibilità 330 mV

La risposta in frequenza del preamplificatore è indicata in fig. 6. I valori sopraindicati della impedenza d'ingresso e della sensibilità soddisfano per la maggior parte delle applicazioni. Se fosse necessario si possono comunque modificare cambiando i valori della resistenza di reazione $R_7$ e della resistenza in serie all'ingresso $R_2$. Nel caso che l'impedenza d'ingresso risultasse troppo elevata, essa può essere convenientemente ridotta collegando una resistenza di valore appropriato tra il terminale d'ingresso di $R_2$ e lo chassis.

### 3.5. - Posizione d'ingresso ausiliaria

Dalla fig. 1 si vede che la posizione ausiliaria è elettricamente equivalente alla precedente. Con i componenti del valore indicato in fig. 1, essa può essere utilizzata, per esempio, con fonorivelatori a cristallo con elevato segnale d'uscita.

### 3.6. - Controllo di tono

La caratteristica del controllo di tono è riportata in fig. 4, dove si vede che detto controllo agisce su una estesa gamma di frequenze e con una caratteristica soddisfacente alla maggior parte delle applicazioni. L'impedenza del circuito del controllo di tono è stata scelta di basso valore per evitare che, nel caso si dovessero impiegare lunghi cavi coassiali per il collegamento tra il preamplificatore e l'amplificatore di potenza, la capacità di questi collegamenti potesse alterare l'impedenza d'uscita del preamplificatore.

### 3.7. - Distorsione armonica

La distorsione armonica totale di ciascun canale del preamplificatore è inferiore allo 0,15% per livelli normali della potenza d'uscita; per potenze dieci volte superiori la distorsione armonica risulta soltanto 0,24%.

### 3.8. - Posizione ausiliaria d'uscita

Un'uscita addizionale, prelevata sul carico anodico della seconda EF 86 di ciascun canale, consente la registrazione su nastro dei programmi. Questa uscita è accessibile con una presa a jack sul pannello frontale del telaio. L'ampiezza del segnale disponibile è di 250 mV con bassa impedenza d'uscita. Il registratore che preleva il segnale non dovrà avere impedenza d'ingresso inferiore a 500 kΩ. In questa posizione il controllo di tono è escluso. *A*

### Impianto di traduzione simultanea Philips nella nuova sede della Nato a Parigi

La nuova sede NATO a Parigi, che sarà completata tra breve, è stata fornita di un grande impianto Philips per traduzioni simultanee e di altri apparecchi elettro-acustici.

Il progetto dell'installazione di tali apparecchiature e la sua realizzazione sono dovuti allo sforzo combinato delle società Philips Tedesca, Belga e Olandese. Questa cooperazione ha fatto si che potessero essere impiantate le ultime novità nel campo elettroacustico.
Sistemata vicino a Porte Dauphine e al Bois de Boulogne la nuova sede NATO è tra i più grandi e imponenti edifici costruiti a Parigi fino all'anno scorso. Costruita a forma di A maiuscola è larga 185 metri, lunga 92 metri e alta 23 metri. Lo stile della costruzione è decisamente moderno.
La Philips ha fornito l'impianto di traduzione simultanea della sala principale dei congressi, nella quale possono prendere posto più di 1000 persone.
I traduttori, aiutati nel loro compito con questa apparecchiatura di prima qualità, mettono i congressisti in grado di capire i discorsi pronunziati in lingue differenti dalle loro, Perciò un gran numero di cuffie è stato messo a disposizione di quei delegati che le vogliano usare.

Inoltre non occorre che le allocuzioni siano interpretate (con gran risparmio di tempo) e ciò, naturalmente, è di grande ausilio non solo per i congressisti, individualmente, ma soprattutto per la vivacità della discussione.
In più l'edificio è stato dotato di un imponente sistema di altoparlanti che sono situati nelle stanze più importanti, come per esempio la sala principale dei congressi, tutte le sale più piccole dei congressi, la sala-stampa, ecc.
Due sale sono state fornite di proiettori cinematografici ed è stata stesa una rete di fili che permetterà l'installazione di una televisione a circuito chiuso in qualsiasi momento, con celerità ed estrema facilità.
La Philips inoltre ha installato gli impianti per due sale — radio, attrezzate di registratori per le società che trasmettono da lì.
Non v'è dubbio che la nuova sede NATO sia tra le meglio fornite del mondo per quanto riguarda installazioni elettro-acustiche. *(s.s.p.)*

dott. ing. Pierantonio Cremaschi

# Problemi inerenti ai transistori di potenza, ai diodi zener e relative applicazioni

(parte seconda di tre parti)

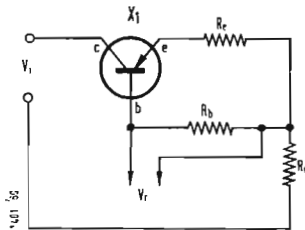



Fig. 23 - Semplice circuito stabilizzatore di corrente realizzato con un solo transistore. La tensione di riferimento deve essere collegata in parallelo ad $R_b$.

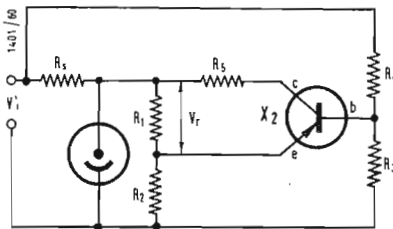



Fig. 24 - Tensione di riferimento $Vr$ prelevata mediante un partitore posto in parallelo ad un tubo stabilizzatore di tensione al neon. Mediante un amplificatore a transistori si rende possibile una variazione della tensione di riferimento avente verso opposto alle variazioni della tensione di alimentazione.

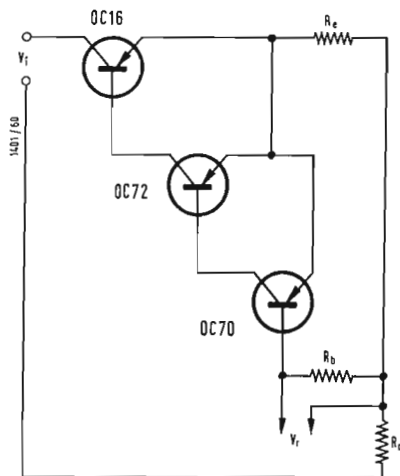



Fig. 25 - Circuito stabilizzatore di corrente, analogo a quello di figura 31, ma realizzato con transistori *n-p-n* al fine di ridurre la corrente di base.

## 5. - STABILIZZATORI DI CORRENTE O DI TENSIONE, PER BASSE TENSIONI, GRANDI POTENZE AD ELEVATO GRADO DI STABILITÀ.

Il principio di funzionamento di uno stabilizzatore di corrente a transistori è schematicamente rappresentato in figura 31. Se varia la corrente circolante nella resistenza di carico $R_c$, varia anche la tensione $V_e$ ai capi della resistenza di emettitore $R_e$. Poichè la tensione $V_r$ ai capi di $R_b$ è costante, in quanto $R_b$ è in parallelo con una tensione di riferimento, al variare della corrente circolante nel carico, varia la tensione fra base ed emettitore del transistore. Ammettiamo, ad esempio, che la corrente circolante nel carico diminuisca, la tensione ai capi di $R_e$ diminuisce e quindi aumenta la tensione fra la base e l'emettitore del transistore. Aumentando questa tensione si ha una maggior circolazione di corrente fra il collettore e l'emettitore del transistore in quanto diminuisce la resistenza equivalente collettore-emettitore. In questo modo aumenta la corrente circolante nella resistenza di carico e quindi anche la tensione ai capi di $R_e$. In altre parole, si stabilisce un equilibrio in modo che la corrente nella resistenza di carico rimane pressochè costante entro larghe variazioni della tensione d'ingresso o della resistenza di carico. Con un analogo sistema è possibile stabilizzare una tensione.

Al fine di rendere più energica l'azione del circuito stabilizzatore, nel caso che siano richieste delle stabilizzazioni molto elevate, al variare della tensione di ingresso, è possibile ricorrere ad una variazione della tensione di riferimento, al variare della tensione d'ingresso, in modo tale che la tensione di riferimento aumenti quando la tensione d'ingresso diminuisce. In questo modo la tensione ai capi di $R_c$ rimane costante, vale a dire anche se la corrente circolante in $R_c$ rimane la stessa si ha una variazione della resistenza equivalente collettore-emettitore del transistore. Un circuito atto a variare la tensione di riferimento, in modo inversamente proporzionale con la tensione d'ingresso, può essere semplicemente realizzato mediante un altro transistore. Se, ad esempio, la tensione di riferimento viene ottenuta mediante un partitore di tensione collegato in parallelo con un tubo al neon, come schematicamente rappresentato in figura 32, un aumento della tensione di riferimento con il diminuire della tensione d'ingresso $V_i'$ può essere ottenuto aumentando la resistenza $R_1$ quando aumenta la tensione d'ingresso e viceversa, diminuendo $R_1$ quando diminuisce la tensione d'ingresso. Questo può essere realizzato mediante il semplice circuito di fig. 32. Qualitativamente il circuito di figura 32 funziona in questo modo: ammettiamo che la tensione d'ingresso $V_i'$ aumenti, la tensione ai capi del tubo al neon rimane costante in quanto nel tubo al neon circolerà più corrente e quindi aumenterà la caduta di tensione ai capi di *R*-. La tensione ai capi di $R_2$ rimarrà pure costante, ma poichè la tensione ai capi di $R_3$ aumenta, aumenterà corrispondentemente anche la tensione fra base ed emettitore del transistore $X_2$. Quindi diminuisce la resistenza equivalente emettitore-collettore del transistore $X_2$ e di conseguenza diminuisce la resistenza posta in parallelo ad $R_1$ con conseguente diminuzione della tensione di riferimento, come volevasi. La messa a punto di un circuito di questo genere viene effettuata variando i resistori $R_5$ ed uno dei due resistori $R_3$ od $R_4$ che polarizzano la base del transistore $X_2$. Si osservi però che questi sistemi di compensazione necessitano l'impiego di transistori aventi caratteristiche assolutamente stabili con il tempo e con il variare delle condizioni ambientali. Con i normali transistori al germanio queste condizioni di stabilità sono assai difficilmente ottenibili e circuiti di questo genere richiederebbero una messa a punto abbastanza frequente. In stabilizzatori di questo genere, date le notevoli variazioni delle caratteristiche dei transistori con la temperatura, è con-

Fig. 27 - Stabilizzatore di corrente a transistore per basse tensioni.

Fig. 28 - Caratteristiche di regolazione dello stabilizzatore di figura 19.

sigliabile l'impiego di un ventilatore che permetta, mediante un opportuno termostato, di mantenere la temperatura ad un determinato valore. Per queste applicazioni, assai adatti sono i transistori al silicio che sono già reperibili sul mercato e che, a detta dei costruttori, hanno delle caratteristiche più stabili con le variazioni di temperatura.

Si osservi che nel circuito di figura 31 un effetto nocivo, sia per quanto riguarda la tensione di riferimento che per quanto riguarda la corrente da stabilizzare, è prodotto dalla corrente circolante fra base ed emettitore del transistore $X_1$. Dovendo stabilizzare forti correnti, ad esempio dell'ordine delle ampere, si dovranno usare transistori di potenza aventi correnti di base dell'ordine dei milliampere od anche delle decine di mA. Ad evitare gli effetti dannosi che questa corrente può produrre, si preferisce pilotare il transistore di potenza con uno o più transistori aventi delle correnti massime ammissibili di collettore via via minori, come schematicamente riportato in figura 33. I transistori usati, nello schema di figura 33, sono tutti transistori PHILIPS; il transistore di potenza OC-16 ha una corrente di collettore di circa 0,5 A ed una corrente di base dell'ordine di 20 mA, l'OC-72, transistore di piccola potenza, ha come corrente di collettore la corrente circolante nella base dell'OC-16 e come corrente di base una corrente di alcuni milliampere; l'OC-70 ha come corrente di collettore la corrente di base dell'OC-72, e come corrente di base una corrente dell'ordine del centinaio di microampere. Così, mediante due transistori in cascata, si è potuto ridurre ad un valore estremamente piccolo la corrente di base, infatti una corrente dell'ordine del centinaio di microampere non ha influenza sensibile sulla tensione di riferimento ed è una frazione estremamanete piccola, 1/5000, nel nostro caso, della corrente circolante nel carico e che deve essere stabilizzata nel circuito.

Volendo ottenere delle stabilizzazioni estremamente elevate, come ad esempio sono richieste per alimentare una lampada nelle misure fotometriche, è possibile mettere più circuiti stabilizzatori in serie. Ovviamente maggior precisione dovrà essere richiesta alle tensioni di riferimento più vicine alla resistenza di carico. In figura 34 è riportato uno schema elettrico di uno stabilizzatore di corrente doppio richiedente due tensioni di riferimento e sei transistori. Potrà essere richiesta, per la tensione di riferimento $V_r''$, un circuito di compensazione del tipo di quello riportato in figura 34.

Come già riportato in figura 32, la tensione di riferimento può essere presa mediante un partitore da un tubo al neon. Si osservi però che in questo modo è necessario avere a disposizione una tensione di alimentazione di valore alto. Questo può essere facilmente realizzato in circuiti ottenuti in parte con tubi elettronici ed in parte con transistori. Si potrà così avere un unico tubo al neon che fornisca la tensione di riferimento sia per il circuito stabilizzatore della tensione anodica che alimenta i tubi elettronici, sia per il circuito stabilizzatore a bassa tensione.

Nel caso non si abbia a disposizione nell'alimentatore del circuito in cui è compreso lo stabilizzatore di tensione, una tensione di riferimento ottenuta mediante un tubo al neon, si preferisce ricorrere, per la tensione di riferimento, ai diodi Zener, come già precedentemente accennato. I diodi Zener, dato il grande numero di applicazioni a cui sono destinati, vengono trattati diffu-

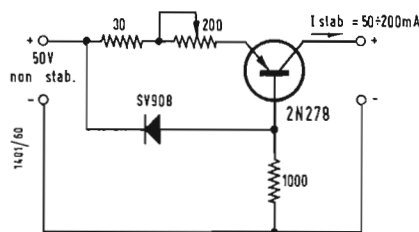
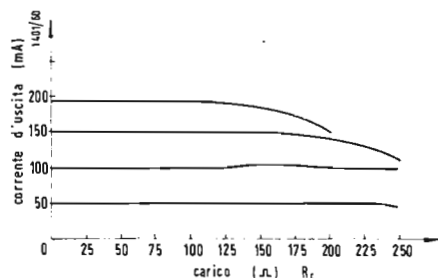
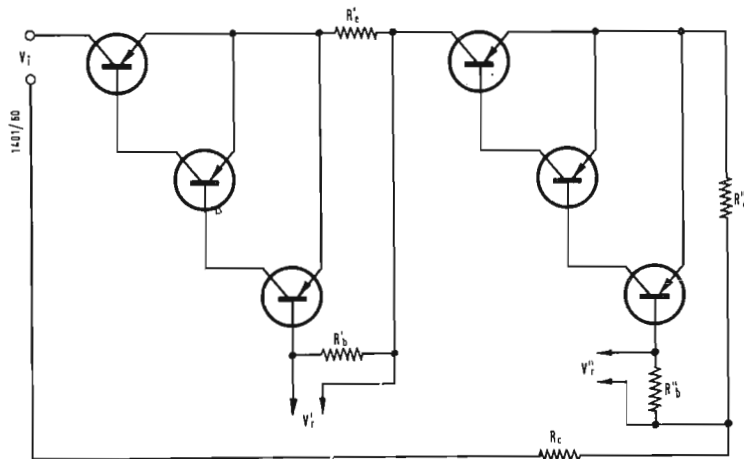



Fig. 26 - Circuito stabilizzatore di corrente a transistori realizzato con un doppio sistema di transistori e due tensioni di riferimento separate al fine di aumentare le caratteristiche di stabilizzazione del circuito.

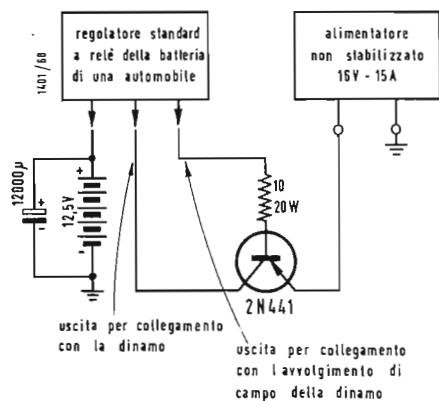



Fig. 29 - Stabilizzatore di tensione a transistori per forti correnti e basse tensioni.

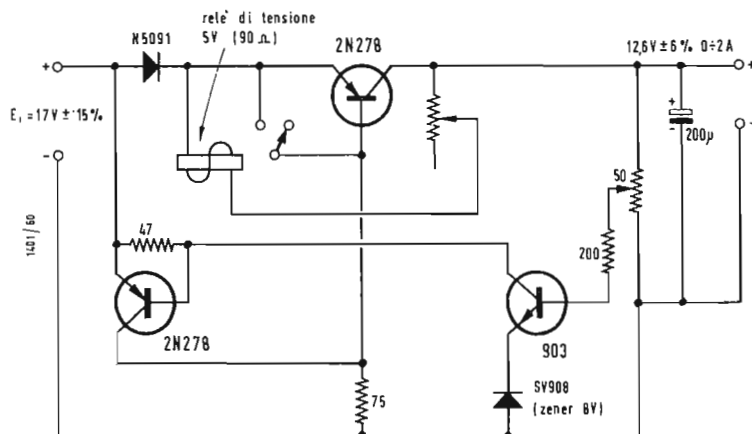



Fig. 30 - Stabilizzatore a basse tensione a transistori.

samente nel paragrafo 9.
In figura 25 è riportato lo schema di uno stabilizzatore di corrente a transistori la cui tensione d'ingresso è di 50 V e che può fornire da 50 a 160 mA costanti con carico variabile da 0 a 175 Ω. In figura 26 sono riportate le caratteristiche di regolazione dello stabilizzatore di figura 25.

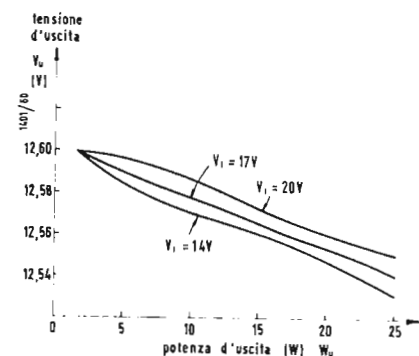



Fig. 31 - Caratteristiche di regolazione dello stabilizzatore di figura 17.

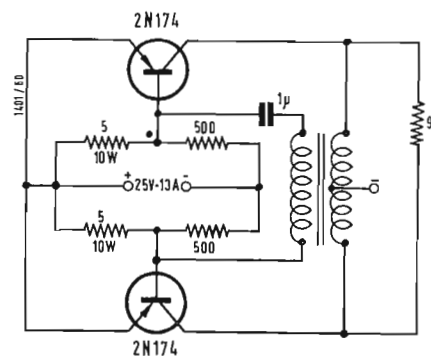



Fig. 32 - Oscillatore transistorizzato da 200 W 20.000 Hz, atto a pilotare generatori di ultrasuoni.

Lo stabilizzatore di corrente è costituito da un transistore di potenza 2N-278 e da un diodo Zener di riferimento, 8 V, Transitron, tipo SV-908. Sostanzialmente lo stabilizzatore di corrente è costituito da un transistore con base a massa. La corrente di collettore è quasi uguale alla corrente di emettitore a causa dell'elevato guadagno di corrente del transistore. Quando la corrente di emettitore è mantenuta costante, anche la corrente di collettore rimane pressochè costante. La corrente di emettitore viene determinata dalla tensione che si ha ai capi delle due resistenze in serie $R_1$ ed $R_2$. Questa tensione è data dalla differenza fra le tensioni ai capi dei diodi di riferimento $CR_1$ e la tensione che si ha fra l'emettitore e la base del transistore, che nel nostro caso è di circa 0,2 V. La tensione ai capi del diodo di riferimento, è di 8 V e la tensione ai capi di $R_1$ e $R_2$ è praticamente uguale a questa tensione.
La corrente di emettitore e, quindi, quella di collettore, è praticamente data dal rapporto fra la tensione di riferimento stabilizzata dal diodo Zener e la somma delle due resistenze $R_1$ ed $R_2$. Mantenendosi costante la tensione ai capi del diodo di riferimento si mantiene costante anche la corrente circolante nell'emettitore e quindi anche la corrente circolante nel collettore. Variando $R_2$ è possibile variare la corrente stabilizzata del transistore. Si osservi che all'aumentare della resistenza di carico la corrente rimane stabile fino a quando la caduta di tensione ai capi della resistenza di carico è inferiore alla tensione ai capi di $R_3$.
In figura 26 sono riportate le caratteristiche di funzionamento dello stabilizzatore di figura 25. Mediante i transistori di potenza è possibile risolvere, con semplici circuiti, il problema di stabilizzare una bassa tensione continua.

Si ricordi che per stabilizzare una bassa tensione continua non è possibile ricorrere ai tubi stabilizzatori al neon, ma, escluso l'uso dei transistori, è necessario o ricorrere a un trasformatore a ferro saturo, ingombrante e di piccolo rendimento, oppure ad uno stabilizzatore di tensione continua, di valore elevato che alimenta un multivibratore la cui onda quadra deve quindi essere fatta passare attraverso un comune trasformatore e un circuito rettificatore, oppure l'impiego delle lampade all'idrogeno, le cui caratteristiche di stabilizzazione sono assai scarse.
Si descrive ora un semplice stabilizzatore di tensione che permette di avere 12 V, regolati a ± 2%, da circuito aperto a pieno carico, corrispondente ad una corrente massima erogata di 13 A, con una tensione, non stabilizzata, di 16 V. Questo stabilizzatore può essere particolarmente adatto per la carica di una batteria. Lo schema elettrico è riportato in figura 28. La parte elettromeccanica del circuito è costituito da un comune stabilizzatore di tensione a 12 V per automobili ed è costituito da 3 relè che compiono rispettivamente le funzioni di relè di sovratensione, relè di sovracorrente e relè di protezione che collega il carico quando manca la tensione di alimentazione. La regolazione della tensione, quando manca la corrente assorbita, viene effettuata variando la corrente che circola nel circuito di base del transistore 2N-441. Se la tensione ai capi del carico supera il valore prestabilito, scatta il relè 1 che apre il circuito di base del transistore, il quale viene, di conseguenza, interdetto. Nel caso il carico assorba una corrente troppo forte, ad esempio 13 A, scatta il relè 2 di sovracorrente e viene aperto il circuito di base del transistore, il quale viene così interdetto. Il relè 3 si apre quando la tensione di alimentazione non stabiliz-

zata viene tolta. Questo relè è particolarmente utile quando il carico è costituito da una batteria.

Mediante il semplice circuito, riportato in figura 23, è possibile stabilizzare una tensione di 12,6 V con variazioni ±0,6 per cento, per correnti d'uscita variabili da 0 a 2 A, in corrispondenza di una tensione d'ingresso di 17 V avente variazioni di ± 15%, e questo entro una variazione della temperatura ambiente da — 55 °C a + 55 °C.

Il circuito di figura 23 è costituito da due transistori 2N-278 del tipo *p-n-p* e da un transistore 903 del tipo *n-p-n*. Inoltre vi è un diodo Zener di riferimento, Transitron tipo SV 908, e il diodo atto a polarizzare l'emettitore del transistore $Q_2$, Westinghouse, tipo N-5091.

La stabilizzazione di tensione viene realizzata mediante la variazione della corrente di collettore del transistore $Q_2$ in funzione della differenza fra le tensioni $V_1$ e $V_2$. $V_1$ è la tensione che si ha ai capi dei diodi di riferimento $CR_1$. Si ricorda che i diodi atti a fornire le tensioni di riferimento sono diodi aventi caratteristiche speciali in quanto devono poter funzionare, senza danneggiarsi, nella zona di saturazione della loro caratteristica. La tensione $V_2$, invece, è funzione della tensione d'uscita. La differenza di tensione ($V_1$ - $V_2$) determina la corrente circolante nel transistore $Q_2$. Il funzionamento del circuito risulta quindi molto semplice. Il circuito è stato protetto mediante un relè di tensione che funziona quando la tensione fra collettore ed emettitore del transistore $Q_2$ supera 8 V. Questo potrebbe verificarsi a causa di un aumento, superiore al previsto, della tensione d'ingresso, oppure a causa di un sovraccarico generato da un cortocircuito all'uscita. Quando scatta il relè di protezione la base e l'emettitore del transistore $Q_2$ sono cortocircuitati. Questo provoca l'estinzione della corrente circolante nel transistore $Q_2$. In questo circuito un comune fusibile oppure un interruttore sarebbero non abbastanza pronti e non fornirebbero un'adeguata protezione del circuito.

In figura 24 sono riportate le caratteristiche di regolazione rilevate a 35 °C.

## 6. - OSCILLATORE DI POTENZA A TRANSISTORI PER ULTRASUONI.

Mediante i transistori di potenza è possibile realizzare degli oscillatori ad audiofrequenza o ultrasonori con elevate potenze d'uscita senza l'impiego di amplificatori ausiliari. In figura 27 è riportato lo schema di un oscillatore transistorizzato avente una potenza d'uscita di 400 W e una frequenza di 20000 Hz. Frequenze così alte di oscillazione possono essere realizzate usando dei trasformatori aventi un basso valore di induzione massima corrispondente alla saturazione. Il condensatore da 1 pF, posto in serie con il primario del trasformatore, permette di variare la frequenza di oscillazione. La resistenza di carico di questo circuito è di 9 Ω e potrebbe, ad esempio, essere costituita da un generatore di ultrasuoni. Al fine di stabilizzare la frequenza di oscillazione dell'oscillatore è consigliabile alimentarlo tramite uno stabilizzatore di tensione a transistori del tipo di quelli precedentemente descritti.

## 7. - INVERTITORE A 400 Hz NON SENSIBILE AI TRANSITORI.

In precedenti paragrafi sono stati descritti alcuni circuiti di invertitori transistorizzati. Si osservi che, al fine di avere una buona durata dei transistori, è necessario che questi non vengano sottoposti a degli impulsi, anche a carattere transitorio molto rapido, tali da superare le tensioni massime ammissibili. È necessario, quindi, mettere a monte dell'invertitore uno stabilizzatore di tensione sul tipo di quelli precedentemente descritti, che permetta di eliminare eventuali impulsi transitori, ad esempio in corrispondenza di forti variazioni del carico. In figura 29 è riportato lo schema elettrico completo di un invertitore a transistori alimentato tramite uno stabilizzatore di tensione, pure a transistori. In figura 30 è riportato lo schema a blocchi di questo circuito.

Lo stabilizzatore di tensione è costituito da due transistori e da un diodo Zener di potenza. Il funzionamento di uno dei due transistori è evidente, mentre la tensione $V_1$ è costante a causa del diodo Zener, la tensione $V_2$ è proporzionale alla tensione stabilizzata. Se quest'ultima varia, varia anche la tensione fra base ed emettitore del transistore $Q_4$ e varia la corrente che circola in questo transistore. Ad esempio, in caso di un aumento della tensione $V_2$, si avrà anche un aumento della corrente circolante nel transistore $Q_4$, la quale proviene, attraverso due raddrizzatori, dall'invertitore. Aumentando la corrente assorbita dal transistore $Q_4$, diminuisce quella assorbita dalla resistenza di base del transistore $Q_3$. Nel transistore $Q_3$ circola quindi meno corrente ed aumenta la tensione fra collettore ed emettitore, assorbendo così la sovraelevazione di tensione.

Poichè la polarizzazione di base di $Q_3$ proviene dall'invertitore, il circuito ora descritto è anche insensibile ai cortocircuiti. Infatti, in caso di cortocircuito, all'uscita dell'invertitore viene a mancare la polarizzazione del transistore $Q_3$, che viene quasi totalmente interdetto, e questo porta ad una forte diminuzione della tensione all'uscita dello stabilizzatore di tensione.

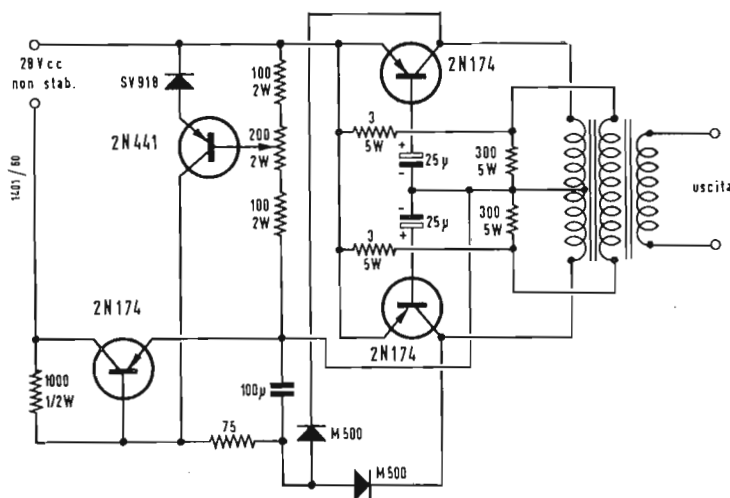



Fig. 33 - Schema elettrico completo di un invertitore a 400 Hz transistorizzato preceduto da uno stabilizzatore di tensione a transistore.

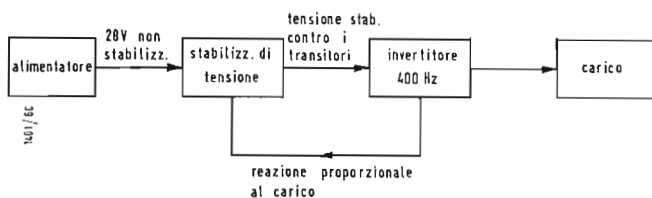



Fig. 34 - Schema a blocchi mostrante il funzionamento del circuito di figura 29.

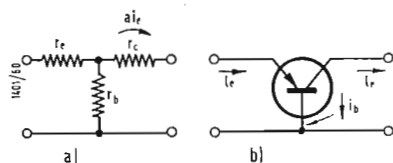



Fig. 35 - Circuito equivalente di un transistore valido per segnali piccoli.

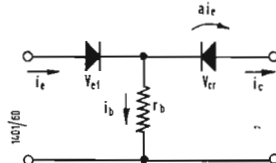



Fig. 36 - Circuito equivalente di un transistore valido per segnali forti.

Fig. 37 - Amplificatore a transistori con base a massa.

Fig. 38 - Caratteristiche statiche di funzionamento di un transistore.

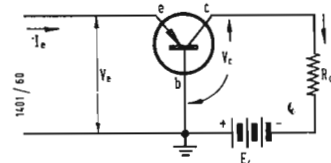



Fig. 39 - Caratteristiche dinamiche di trasferimento di un amplificatore a transistori con base a massa.

## 8. - COMPORTAMENTO DEI TRANSISTORI SOTTO L'AZIONE DEI SEGNALI FORTI.

Negli esempi di pratiche applicazioni, precedentemente riportati, i transistori sono soggetti, durante il funzionamento a segnali di forte entità e quindi si è ritenuto fare cosa gradita al lettore nel riportare alcune considerazioni riguardanti il comportamento dei transistori sotto l'azione dei segnali forti.

Come i tubi elettronici, anche i transistori sono elementi non lineari ed i loro parametri possono essere ritenuti costanti solo se si considera il funzionamento entro un ristretto tratto della loro caratteristica. In presenza di forti segnali i parametri che costituiscono il circuito equivalente di un transistore non possono più essere ritenuti costanti al variare dell'ampiezza del segnale. Solo nel caso di segnali deboli è valido il circuito equivalente di un trasistore riportato in figura 35. La resistenza di emettitore si è indicata con $r_e$ quella di collettore con $r_c$, quella di base con $r_b$. Inoltre nel circuito equivalente di figura 35 si è indicata con $ai_e$ la corrente generata dal generatore ideale di corrente presente nel circuito di collettore. Il fattore di amplificazione di corrente è $a$, $i_e$ è la corrente circolante nell'emettitore.

Uno spiccato fenomeno di non linearità si ha ad esempio, nei transistori *n-p-n*, che funzionano come amplificatori con base a massa. Infatti si ha interdizione del transistore quando l'emettitore diventa molto negativo e produce un'inversione della corrente circolante fra l'emettitore e la base. La saturazione, invece, si verifica sempre in un amplificatore a transistori con base a massa, quando si ha un eccessivo valore positivo della corrente di emettitore per il quale non si ha più proporzionalità fra la corrente di emettitore e quella di collettore. Questi due fenomeni, vale a dire quello di saturazione e quello di interdizione, che si manifestano sia nei circuiti a transistori che in quelli a tubi elettronici, permettono di realizzare degli amplificatori squadratori. Nel caso di segnali forti, il circuito emettitore-base di un transistore può essere considerato, per uno studio qualitativo del funzionamento, costituito da un diodo polarizzato nella direzione di conduzione.

Anche il circuito base-collettore di un transistore può essere nel caso di funzionamento con segnali forti, considerato un diodo che normalmente è polarizzato nella direzione di non conduzione. La corrente circolante fra collettore e base è quindi una corrente molto piccola. In figura 36 è riportato il circuito equivalente di un transistore per forti segnali. La resistenza di collettore e quella di emettitore sono state sostituite con un diodo nel senso della conduzione, per quanto riguarda $r_e$, ed un diodo nel senso della non conduzione per quanto riguarda $r_c$.

Lo studio di un amplificatore a transistori per segnali forti non viene, in generale, eseguito mediante lo studio analitico del circuito equivalente di figura 36. Questo in quanto i calcoli da eseguire risultano molto più complicati che non quelli inerenti lo studio di un amplificatore a transistori mediante il circuito equivalente di figura 35 in presenza di segnali deboli.

Il comportamento di un amplificatore a transistori, per segnali forti può essere più facilmente ricavato mediante il metodo grafico partendo dalle curve caratteristiche del transistore. Nel seguito si esamina brevemente il metodo grafico atto a studiare il comportamento del transistore. La base del metodo grafico può essere ricavata dal semplice circuito di figura 37. Dalle ben note equazioni di Kirchkoff, si ha che:

$$E_c = V_c + R_l I_c ;$$

dove:

$E_c$ = tensione di alimentazione di collettore dell'amplificatore a transistori con base a massa;

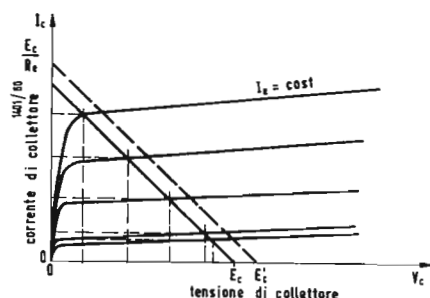
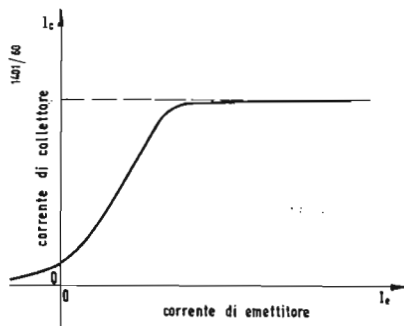
$V_c$ = tensione collettore-base;

$R_l$ = resistenza di carico del collettore;

$I_c$ = corrente circolante nel collettore.

Dalla relazione, ora riportata, si ha semplicemente che:

$$I_c = \frac{E_c - V_c}{R_l}.$$

Come ben noto, la corrente di collettore in un transistore è una funzione

della corrente di emettitore e della tensione di collettore. Si ha quindi che:

$$I_c = f(I_e, V_c);$$

dove:

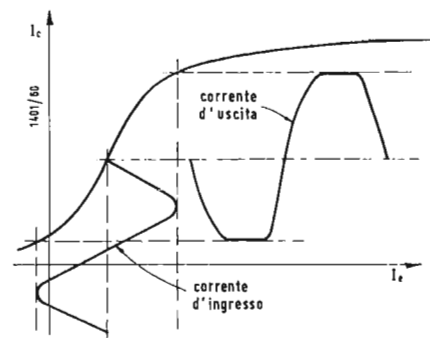
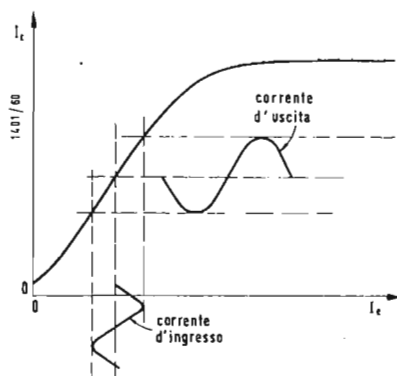
$I_e$ = corrente di emettitore.

Dalle due relazioni, precedentemente riportate, si ha che:

$$f(I_e, V_c) = \frac{(E_c - V_c)}{R_l}.$$

L'equazione, ora scritta, ricorda molto da vicino quella esistente fra la tensione di griglia, la corrente anodica, la tensione di alimentazione e la resistenza di carico di un amplificatore con tubo elettronico. Si può quindi, procedendo graficamente, in modo analogo a quanto viene fatto con i tubi elettronici, tracciare la retta di carico e ricavare la forma d'onda del segnale d'uscita in funzione della corrente circolante nel circuito d'ingresso del transistore. Nel caso dei tubi elettronici, questa caratteristica corrisponde alla curva che fornisce la tensione ai capi del carico in funzione della tensione d'ingresso di un comune amplificatore a tubo elettronico. Come si può ben vedere, dal grafico di figura 38, la linearità fra la corrente di collettore e quella di emettitore, si ha solo in un breve tratto della caratteristica dinamica di trasferimento. Nel caso di segnali sufficientemente forti da interessare anche le parti non lineari di questa caratteristica, la forma d'onda del segnale all'uscita non potrà, ovviamente, essere una fedele riproduzione della forma d'onda del segnale all'ingresso. Si consideri, ad esempio, un segnale sinusoidale. Nel caso di segnali piccoli, l'onda sinusoidale viene amplificata senza distorsioni, come ben visibile in figura 40. Nel caso, invece, di segnali forti, l'onda sinusoidale viene corrente continua circolante nel collettore del transistore e di conseguenza si ha uno spostamento del punto di funzionamento nelle caratteristiche di figura 38. Si osservi che, in quanto precedentemente esposto, si suppone che la frequenza del segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore a transistori sia sufficientemente bassa da poter ritenere resistiva l'impedenza di collettore. Il procedimento grafico, ora illustrato, può essere usato solo per frequenze così basse che l'impedenza di collettore può essere, con sufficiente approssimazione, ritenuta resistiva. Nel campo delle audio frequenze, questa preoccupazione non sussiste per i transistori attualmente in commercio. Infatti la frequenza alla quale può cominciare a farsi sentire l'effetto della componente non resistiva dell'impedenza del collettore può variare, nei transistori a giunzione, da 50 kHz a 500 kHz. Inoltre se la distorsione introdotta nel segnale non è molto

Fig. 40 - Determinazione della corrente d'uscita in funzione della corrente d'ingresso mediante la caratteristica dinamica di trasferimento, per segnali deboli.

Fig. 41 - Come figura 40, ma per segnali forti.

data la forma d'onda del segnale d'ingresso dell'amplificatore.

In figura 38 sono riportate le caratteristiche statiche di collettore di un generico transistore amplificatore. Si è tracciata anche la retta di carico corrispondente alla resistenza di carico $R_l$, questa viene tracciata portando sull'asse delle ascisse un segmento pari ad $E_c$, tensione di alimentazione del collettore, e sull'asse delle ordinate un segmento pari ad $E_c/R_l$. Ad ogni valore di $I_e$ corrisponde una curva nel grafico di figura 38. Quindi per ogni valore del segnale all'ingresso dell'amplificatore si ha, nel punto di incontro della retta di carico con la curva $I_e$ = costante, una ben definita coppia di valori per $I_c$ e $V_c$. In figura 39 è riportata la curva che si ottiene da quella di figura 38 riportando $I_c$ in funzione di $I_e$.

È questa la così detta caratteristica dinamica di trasferimento dell'amplificatore a transistore. Essa infatti ci fornisce la corrente circolante nel carico amplificata e distorta, come ben visibile in figura 41, in quanto vengono interessati anche i tratti non rettilinei della caratteristica $I_c$ ed $I_e$. Si osservi che, a causa della distorsione introdotta nel segnale, essendo questa in generale, non simmetrica, il segnale distorto all'uscita può essere scomposto, secondo la serie di Fourier, come segue:

$$i = I_0 + \Sigma\ I_n \cos(n\,\omega t + \varphi_n);$$

dove:

$i$ = corrente circolare nel collettore, dovuta al segnale;

$I_0$ = componente continua della corrente circolante nel collettore e dovuta al segnale;

$I_n$ = ampiezza dell'armonica di ordine $n$ della corrente circolante nel collettore e dovuta al segnale;

$\varphi_n$ = angolo di fase dell'armonica di ordine $n$.

Quindi la presenza del segnale porta, in questo caso, ad una variazione della forte, si può ammettere che la presenza del segnale non alteri le curve caratteristiche riportate in figura 38. Il punto di funzionamento, a causa della presenza di una componente continua nel segnale all'uscita dell'amplificatore subisce uno spostamento e si può tener conto di questo spostamento, supponendo che l'aumento della componente continua sia dovuto ad un aumento della tensione di alimentazione di collettore. Si ha così una nuova tensione di alimentazione di collettore $E_c'$, data da:

$$E_c' = E_c + \Delta E_c;$$

dove:

$$\Delta E_c = I_0 R_l.$$

Si traccia, quindi, una nuova retta di carico definita sull'asse delle ascisse da $E_c'$ e sull'asse delle ordinate da $E_c'/R_l$. A questa nuova retta di carico corrisponde una nuova caratteristica dinamica di trasferimento analoga a quella di figura 39. Con questa nuova carat-

teristica dinamica di trasferimento si può ricavare la forma d'onda del segnale all'uscita in funzione della forma d'onda del segnale all'ingresso, come già fatto per la prima retta di carico in figura 41. Il segnale all'uscita, in questo caso, conterrà ancora delle distorsioni ma la variazione della componente continua della corrente di collettore prodotta dal segnale viene ad essere notevolmente ridotta. Mediante un procedimento, analogo a quello ora riportato, si potrebbe tracciare una terza retta di carico e così ulteriormente ridurre la variazione della componente continua di collettore prodotta dal segnale. Mediante un procedimento per successive approssimazioni è possibile ridurre questa variazione a valori del tutto trascurabili. Si osservi che, in questi calcoli grafici, la parte più laboriosa consiste nel calcolare la componente continua introdotta nel segnale distorto. Per effettuare questo, si consiglia l'integrazione grafica della parte positiva e della parte negativa del segnale distorto. La differenza dei due integrali divisa per gli intervalli di tempo corrispondenti ad una lunghezza d'onda del segnale, ci fornisce la componente continua cercata.

Se l'impedenza di collettore, non può essere ritenuta, con sufficiente approssimazione, resistiva, per piccoli segnali, invece di una retta di carico, si ha una curva di funzionamento costituita da tratti di elisse, analogamente a quanto avviene per i tubi elettronici amplificatori quando il carico ha una componente reattiva. Nel caso di segnali forti, la curva di funzionamento diventa estremamente complicata ed è certamente più semplice risolvere il problema mediante prove sperimentali sul circuito reale.

Si ricorda che l'amplificazione di corrente $a$ di un transistore, nel caso di piccoli segnali, viene definita dalla seguente relazione:

$$a = \left(\frac{\partial I_c}{\partial I_n}\right)_{V_c} = \text{cost.}$$

Per segnali forti, l'amplificazione si corrente $a$ oltre ad essere una funzione della corrente di emettitore, è anche una funzione della resistenza di carico.

Nel caso di segnali forti, l'amplificazione di corrente può essere indicata con $a_f$. Quindi si ha che:

$$a_f = f(R_l, I_e),$$

Nel caso di segnali forti, la variazione di $a_f$ con $I_e$ può essere determinata graficamente dalla caratteristica dinamica di trasferimento. Da un punto di vista puramente matematico la variazione $da_f$ è data da:

$$da_f = \frac{\partial a_f}{\partial R_l} dR_l + \frac{\partial a_f}{\partial I_e} dI_e;$$

come ben noto dalla teoria della derivazione delle funzioni di due variabili.

In figura 42 è riportato l'andamento di $a_f$ per un generico transistore a giunzione in funzione della corrente di emettitore e per due valori della resistenza di carico. Mano a mano che la resistenza di carico aumenta, diminuisce il valore massimo della corrente di emettitore per il quale l'amplificatore di corrente assume valori non nulli. Nel tratto rettilineo delle curve riportate l'amplificazione di corrente assume il valore corrispondente all'amplificazione di corrente per segnali deboli. Per molti transistori di potenza questo valore è all'incirca = 0,95.

Concludendo queste brevi note, si osservi che, in realtà, l'amplificazione di corrente varia anche con la frequenza oltre che con la corrente di emettitore e la resistenza di carico. Procedentemente si era ammesso che l'impedenza di collettore fosse tale che la sua componente reattiva fosse trascurabile ovvero che le caratteristiche della corrente di collettore in funzione della tensione di collettore di figura 38 non variassero con la frequenza. Questo equivale a supporre che l'amplificazione di corrente non varia con la frequenza.

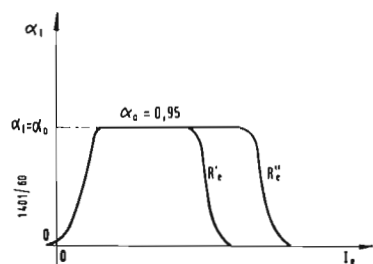
*(continua)*



Fig. 42 - Andamento dell'amplificazione di corrente in funzione della corrente di emettitore di un transistore.

## Indicatore atomico di livello del combustibile per aerei e missili

La Marina degli Stati Uniti ha realizzato un nuovo tipo di indicatore atomico di livello per misurare il quantitativo di carburante contenuto nei serbatoi degli aerei.

I raggi gamma emessi da una fonte radioattiva sistemata su un lato del serbatoio di carburante vengono rilevati da un sensibilissimo contatore Geiger-Müller. Le variazioni dell'intensità registrate dal contatore vengono automaticamente riportate su un quadrante tarato in galloni, che consente di rilevare agevolmente il contenuto dei serbatoi.

Un portavoce della Marina ha precisato che il nuovo strumento è in grado di misurare qualsiasi tipo di propellente solido o liquido per missili, con un grado di accuratezza superiore a quella dei corrispondenti apparecchi attualmente impiegati.

*(u.s.)*

# Un nuovo cinescopio con schermo di sicurezza

Fig. 1 - Il nuovo tubo con schermo di sicurezza direttamente saldato. (*A destra*). Lo schermo di sicurezza separato.

Fig. 2 (A e B) - Differenza di curvatura tra gli schermi di vecchio e di nuovo tipo.

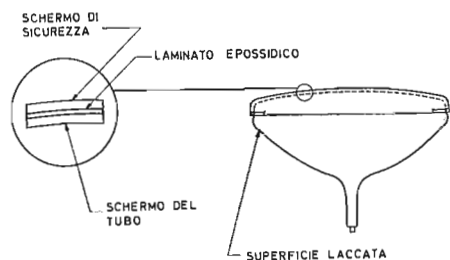
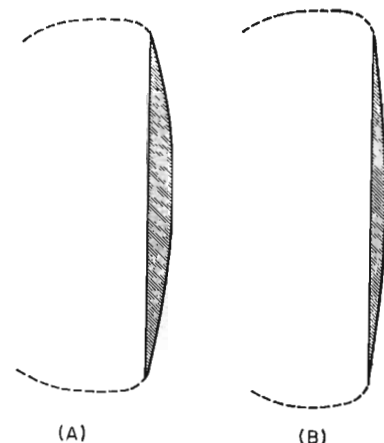



Fig. 3 - Sezioni del tubo con schermo di sicurezza direttamente saldato.

Fig. 4 - Lo schermo separato (A) favorisce il deposito della polvere e offre in tutto quattro superfici riflettenti lo schermo saldato elimina due superfici riflettenti e l'inconveniente della polvere.

NEGLI ULTIMI due anni si è ottenuta una notevole riduzione del peso e delle dimensioni dei televisori con l'adozione dei nuovi tubi a 110°. La Sylvania ha contribuito a ridurre ulteriormente le dimensioni con i suoi tubi TPF (a fuoco tripotenziale).

Il cliente non si accontenta però solo di dimensioni e pesi minori, egli desidera anche:

— uno schermo che non si copra facilmente, di polvere o almeno che sia comodamente pulibile.

— una riduzione della riflessione dell'abbagliamento.

— uno schermo più rettangolare, cioè con profilo meno arrotondato.

— uno schermo più piatto per ridurre la distorsione di chi guarda dai lati

— uno schermo più ampio ed avente un maggiore contrasto.

Per soddisfare tutte queste esigenze la Sylvania offre il suo nuovo tubo. Esso è sostanzialmente costituito da un normale tubo al quale viene saldato anteriormente uno schermo di sicurezza in vetro (fig. 1 e 3). Il fissaggio viene realizzato con l'interposizione di un laminato epossidico appositamente studiato ed avente lo stesso indice di rifrazione del vetro usato per il tubo e per il pannello di sicurezza.

## 1. - MENO POLVERE

Con il nuovo tubo non è più necessario montare nei televisori lo schermo anteriore, non esiste dunque più lo spazio fra tubo e schermo sul quale si deposita così facilmente un sottile strato di polvere che riduce il contrasto ed il potere risolutivo (nitidezza) e per la cui pulizia è necessario ricorrere ad un tecnico.

Con lo schermo saldato direttamente al tubo chiunque potrà procedere rapidamente e facilmente alla sua pulizia.

## 2. - MENO RIFLESSIONI E ABBAGLIAMENTI

Nel caso dello schermo separato le superfici riflettenti sono quattro, con il nuovo tubo esse vengono ridotte a due (fig. 4). Questo vantaggio contribuisce anche ad aumentare la nitidezza ed il contrasto.

## 3. - SCHERMO CON FORMA PIU' NATURALE

Noi siamo così abituati a guardare in campi visivi rettangolari (finestre, specchi, ecc.) che ci troveremo più a nostro agio, se anche lo schermo del televisore avrà una forma più vicina alla rettangolare.

## 4. - MIGLIORE CONTRASTO NEGLI ANGOLI

Con gli angoli molto arrotondati dei vecchi tubi il raggio elettronico striscia sulle pareti del tubo e viene riflesso verso l'interno provocando una diminuzione del contrasto.

## 5. - MINORI DISTORSIONI

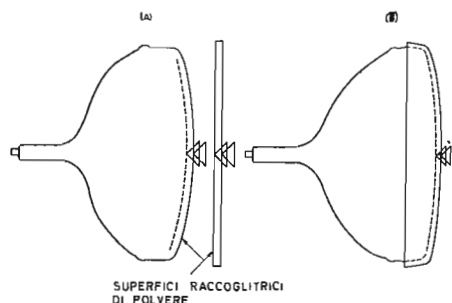
Uno schermo più piatto darà luogo ad una minore distorsione soprattutto per chi lo osserva sotto un angolo molto forte. La fig. 2 mostra la differenza di curvatura fra gli schermi di vecchio e nuovo tipo.

## 6. - ALTRE CARATTERISTICHE

Il nuovo tubo della SYLVANIA è a prova di implosione, cio significa che in caso di rottura non c'è proiezione di pezzi di vetro.

Un'altra caratteristica che sarà senz'altro apprezzata è costituita da quattro sporgenze in vetro disposte sui quattro angoli che permettono di fissare il tubo per mezzo di quattro piastrine avvitate sul pannello frontale del mobile.

I tubi della SYLVANIA aventi queste caratteristiche sono il tipo 23CP4, con deflessione a 110° e messa a fuoco elettrostatica, ed, il tipo 23DP4 con fuoco tripotenziale, avente quindi un collo più corto di circa 4 cm.

*A*

Piero Soati

# Note di servizio del ricevitore TV Emerson, tipo 2045

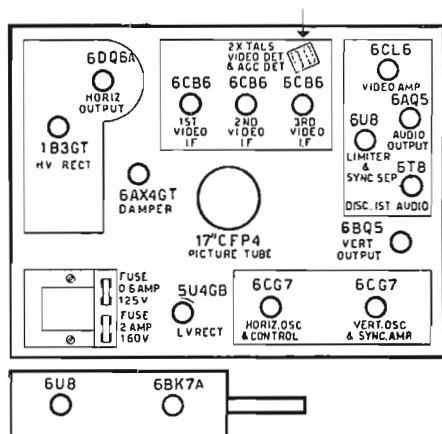



Fig. 1 - Disposizione dei componenti.

Fig. 2 - Regolazioni sul collo del cinescopio.

## 1. - CARATTERISTICHE

*Antenna* con impedenza di ingresso a 300 ohm. *Cinescopio* tipo 17CEP4/17CFP4. *Altoparlante* con potenza indistorta di 2W e diametro di 120 mm. *Media frequenza video* 45.75 MHz, *audio* 40.25 MHz. *Risposta del video* maggiore di 4 MHz. Deflessione magnetica. Fuoco elettrostatico. Alimentazione universale da 110 a 235V a 50 Hz. Consumo circa 160W.

I televisori Emerson, tipo 2045, sono montati su di un telaio T112 costituito da un supporto verticale nel quale trovano posto due piastre a circuito stampato, per i circuiti audio-video e sincronismi, una piastra per la media frequenza audio-video, la gabbia EAT ed il gruppo di alimentazione. Il gruppo a radio frequenza è sistemato a parte e naturalmente è collegato elettricamente con il telaio (figura 1). La disposizione verticale è stata effettuata allo scopo di permettere un migliore raffreddamento delle valvole la qualcosa garantisce una maggiore robustezza delle saldature. Ottima la sensibilità, che si aggira sui 10-15 $\mu$V, id il ridotto rumore di fondo la qualcosa permette una buona ricezione anche in zone marginali. Un circuito di controllo automatico di frequenza, *miracle picture lock*, garantisce un sincronismo perfetto, anche in presenza di disturbi notevoli.

## 2. - VALVOLE USATE

$V_1$ 6CB6 1° MF video, $V_2$ 6CB6 2° MF video e 1° MH suono, $V_3$ 6CB6 3° MF video, $V_4$ 6U8/A/B limitatrice audio separ. sincr., $V_5$ 6T8 discriminatore preamplif. audio, $V_6$ 6AQ5 finale audio, $V_7$ 6CL6 finale video, $V_8$ 5U4GB raddrizzatrice, $V_9$ 6CG7A/B invert. sincronismo, multiv. vertic. $V_{10}$ 6CH7 multiv. orizzontale, $V_{11}$ 6BQ5 finale verticale, $V_{12}$ 6DQ6A finale orizzontale, $V_{13}$ 1B3GT raddrizz. EAT, $V_{14}$ 6AX4 diodo smorzatore orizz. $V_{15}$ cinescopio, $V_{201}$ 6BK7A amplific. RF, $V_{202}$ 6U8 convertitrice RF.

## 3. - INSTALLAZIONE

*Antenna*: come abbiamo già detto l'ingresso è del tipo a 300 ohm bilanciati, quindi nel caso che la linea di discesa sia del tipo sbilanciato, oppure presenti un impedenza diversa, è necessario effettuare l'adattamento tramite un adatto trasformatore.

*Gioco di deflessione*: nel caso che il quadro presenti delle ombre agli angoli oppure non sia perfettamente orizzontale, occorre allentare il galletto di fissaggio del giogo sul collo del cinescopio (figura 2), spingere in avanti il giogo stesso ruotandolo fino a far sparire le ombre o l'inclinazione. Eseguita tale operazione si stringerà nuovamente il galletto di fissaggio al giogo. *Centratura verticale ed orizzontale*: Nel caso il quadro non risulti centrato, occorre ruotare le levette dei centratori in direzione opposta fino a raggiungere una perfetta centratura.

*Ampiezza orizzontale*: è regolabile spostando lo schermo di alluminio che si trova nell'interno del giogo, lungo l'asse del cinescopio. Per eseguire tale operazione si deve allentare il galletto di fissaggio del giogo, che al termine deve essere nuovamente stretto.

*Ampiezza e linearità verticale*: I potenziometri relativi tali comandi si trovano posteriormente. Occorre agire alternativamente su di essi fino ad ottenere un ampiezza sufficiente a ricoprire il quadro.

*Oscillatore orizzontale*: tale oscillatore è costituito da un multivibratore ad accoppiamento catodico con bobina stabilizzatrice di placca: la sua centratura è indispensabile allo scopo di ottenere una perfetta stabilità di sincronismo. *Tale centratura si definisce ottima quando le barre verticali del monoscopio presentano le estremità diritte senza alcun ripiegamento ne verso destra ne verso sinistra.* In caso contrario occorre regolare l'oscillatore agendo nel modo seguente: a) cortocircuitare la bobina $L_{11}$ mediante un pezzo di conduttore. *b*) togliere la valvola separatrice di sincronismo 6U8 dal rispettivo zoccolo. c) regolare il potenziometro di frequenza posteriore ($R_{75}$) fino a sincronizzare l'immagine. d) togliere il corto circuito alla suddetta bobina e regolare il nucleo della stessa fino a sincronizzare nuovamente l'immagine. e) collocare nello zoccolo la valvola 6U8 ed eventualmente ritoccare leggermente $R_{75}$, qualora sia opportuno raddrizzare l'estremità superiore delle barre verticali del monoscopio.

*Comando* Stabilize picture (stabi-

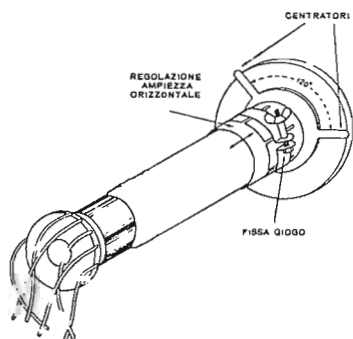
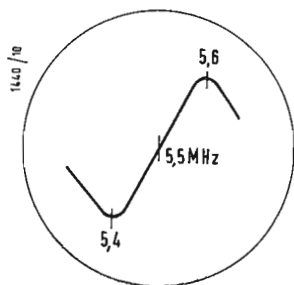
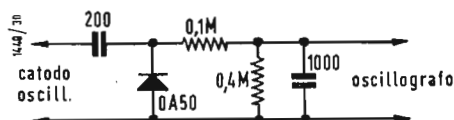
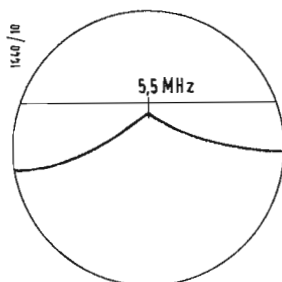



Fig. 4 -

lizzazione d'immagine). Questo comando che è posto dalla fabbrica in posizione di inattività, (tutto a destra) ha il compito di neutralizzare i disturbi che possono influire sul sincronismo. In tal caso esso deve essere spostato verso sinistra.

LOCAL-DISTANCE (vicino lontano). Questo comando che agisce sulla media e alta frequenza, è predisposto per la massima sensibilità (tutto a destra). Nel caso di segnali forti esso si sposterà verso sinistra. In caso di zone vicinissime al trasmettitore si può notare del sovraccarico anche con contrasto al minimo: in tal caso è opportuno disporre il comando di contrasto a metà corsa portando il potenziometro verso sinistra fino ad ottenere le condizioni migliori di contrasto.

Fig. 3 - Schema di smontaggio del televisore.

200
0,1M
catodo oscill.
OA50
0,4M
1000
oscillografo

Fig. 5 - Rivelatore.

## 4. - SMONTAGGIO

Nel caso si presenti la necessità di smontare il televisore per delle operazioni di riparazione è consigliabile effettuare lo smontaggio del solo cinescopio la qualcosa rende possibile di accedere a tutto il circuito del televisore, agendo nel seguente modo: (figura 3)

1°) togliere il pannello posteriore, 2°) sconnettere lo zoccolo dal cinescopio, 3°) allentare il galletto che fissa il giogo sul collo del cinescopio e sconnettere il bocchettone di alimentazione del giogo. 4) estrarre il giogo ed il cilindro di regolazione ampiezza dal collo del cinescopio. 5) estrarre tutte le manopole di comando (1/6°). 6) togliere il fregio inferiore (8) svitando le viti (7). 7°) sfilare dall'alto al basso il pannello comando (9). 8°) Spostare verso destra, per due centimetri, il cristallo di protezione (10) sfilandolo dall'alto verso il basso. 9°) sollevare la parte inferiore del riquadro (11) sfilandolo dall'alto verso il basso. 10°) scaricare mediante un cacciavite metallico con manico isolante il bottone della EAT sul cinescopio ed estrarre la molletta di contatto stringendola prima dell'estrazione 11°) togliere i 4 bulloni e le ranelle di fissaggio del cinescopio. 12°) estrarre dal davanti il cinescopio. Le fasi di rimontaggio si effettueranno in senso inverso.

Per smontare il gruppo a RF si procede come segue: 1) Rifare tutte le operazioni di cui sopra e comprese dal numero 1 al numero 9. 2) smontare l'altoparlante dal retro. 3) Allentare le tre viti del gruppo in corrispndenza degli scarichi opportunamente predisposti nel legno. 4) estrarre dalla parte posteriore il gruppo dissaldando prima il conduttore che collega il gruppo al potenziometro della luminosità. Per il montaggio agire in senso contrario.

Ricordare che il telaio è sotto tensione, quindi, in caso di riparazioni, è consigliabile alimentare il televisore tramite un trasformatore.

## 5. - CONTROLLI E TARATURE

Controllo dellet ensioni e delle resistenze: usando un analizzatore del tipo 20.000 Ω/V e valendosi della tabella che segue tenendo presente che tutti i valore delle resistenze indicate si intendono riferite alla massa. Prima di iniziare le misure si dovranno disporre $R_{21}$ (antidisturbo) tutto a destra, $R_{19}$ (sensibilità) tutto a destra, $R_{61}$ (frequenza vertic.) tutto a destra, $R_{38}$ (contrasto) tutto a sinistra, $R_{66}$ (ampiezza vert.) tutto a sinistra, $R_{78}$ (lin. vert.) tutto a sinistra, $R_{75}$ (freq. orizz. poster.) tutto a sinistra. Connettere una resistenza da 470 Ω fra il +250V e la massa. Durante le misure lasciare il giogo inserito.

### 5.1. - Taratura MF audio

Collegare l'oscillografo (verticale) attraverso una resistenza da 10.000 ohm all'estremo superiore del potenziometro di volume. Collegare l'oscillografo

Fig. 6 - Taratura trappola audio.

*Tabella 1. – Resistenze e tensioni.*

| Vn° | VAL. | P 1 | P 2 | P 3 | P 4 | P 5 | P 6 | P 7 | P 8 | P 9 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 10 | 6CG7 | 120kΩ | 200kΩ | 1,2kΩ | — | — | 17,1kΩ | 1,67 MΩ | 1,2kΩ | 0 |
| | | 135 | -10,5 | 5,6 | 6,3c.a. | — | 160 | 0,3 | 5,6 | — |
| 9 | 6CG7 | 5,7 MΩ | 1,47 MΩ | — | — | — | 17,5kΩ | 1,2 MΩ | 3,3kΩ | 0 |
| | | 11 | -2,3 | — | 6,3c.a. | — | 85 | 20 | 20 | — |
| 11 | 6BQ5 | — | 4,7 MΩ | 1,72kΩ | — | — | — | 1kΩ | — | 0 |
| | | — | — | 8,5 | 6,3c.a. | — | — | 225 | — | 240 |
| 5 | 6T8 | 91kΩ | 91kΩ | 166kΩ | — | — | — | 0 | 2,2 MΩ | 222kΩ |
| | | -6,5 | -7,4 | -0,9 | 6,3c.a. | — | — | — | -0,9 | 62 |
| 6 | 6AQ5 | 470kΩ | 270Ω | — | — | 1,37kΩ | 1,5kΩ | 470kΩ | — | — |
| | | — | 9 | 6,3c.a. | — | 200 | 215 | 0 | — | — |
| 7 | 6CL6 | 1010Ω | 168kΩ | — | — | — | 5,5kΩ | 0 | 22,5kΩ | 0 |
| | | 2,5 | -2 | 155 | — | 6,3c.a. | 165 | — | 155 | — |
| 4 | 6U8 | 14kΩ | 27kΩ | 14,2kΩ | — | — | 2,94kΩ | 0 | 0 | 2,67 MΩ |
| | | 62 | -0,4 | 66 | — | 6,3c.a. | 175 | — | — | -5 |
| 3 | 6CB6 | 2,2kΩ | 270Ω | — | — | 2,7kΩ | 36,5kΩ | 0 | — | — |
| | | — | 2,4 | — | 6,3c.a. | 235 | 155 | — | — | — |
| 2 | 6CB6 | 1 Ω | 220Ω | — | — | 2,94kΩ | 2,94kΩ | 0 | — | — |
| | | — | 2 | 6,3c.a. | — | 175 | 178 | — | — | — |
| 1 | 6CB6 | 3 MΩ | 56Ω | — | — | 2,94kΩ | 2,94kΩ | 0 | — | — |
| | | -4,6 | — | — | 6,c.a. | 175 | 178 | — | — | — |
| 12 | 6DQ6 | — | — | — | 11,47 kΩ | 538kΩ | — | — | 100Ω | — |
| | | — | — | — | 130 | -15 | — | 6,3c.a. | -11,5 | — |
| 14 | 6AX4 | — | — | 820kΩ | — | 470Ω | — | — | — | — |
| | | — | — | — | — | — | — | — | 6,3c.a. | — |
| 8 | 5U4GB | — | 510Ω | — | 27Ω | — | 23Ω | — | 510Ω | — |
| | | — | — | — | 270c.a. | — | 270c.a. | — | 255 | — |
| 15 | 17CFP4 o 17BJP4 | 0 | 180kΩ | — | — | — | 1,13 MΩ | — | — | — |
| | | — | — | — | — | — | 500 | — | — | — |

N.B. - Le misure di tensione sono riferite a massa e vanno e seguite col televisore in condizioni normali di funzionamento; ricevendo un segnale di circa 2 V pp. sul rivelatore.

(orizzontale) al dente di sega in uscita dal generatore sweep a 5,5 MHz. Collegare lo Sweep con marker a 5,5 MHz al piedino 2 della valvola limitatrice 6U8. Tarare il primario del discriminatore $T_4$, lato inferiore dello chassis, per la massima uscita, ed il secondario, lato superiore dello chassis, per la perfetta centratura sul marker e per perfetta linearità (figura 4). Spostare la connessione dello sweep sul punto 2 del rivelatore video e tarare $T_1$ e $T_2$, nucleo inferiore, fino ad ottenere la massima uscita all'oscillografo, diminuendo gradatamente l'uscita del generatore via via che la curva di risposta aumenta, per evitare sovraccarichi. Ritoccare il primario ed il secondario del discriminatore fino ad ottenere la migliore curva.

Mancando gli strumenti si può collegare un voltmetro a valvola in corrente continua e scala negativa sulla griglia 2 della valvola 6U8. Dopo aver sintonizzato il televisore su di un segnale debole, regolare i nuclei interni di $T_1$ e $T_2$ fino ad ottenere la massima lettura sul volmetro. Usare, a tale scopo, un apposito gira nuclei in modo da non muovere i nuclei superiori della media frequenza video. Collegare il voltmetro con scala negativa sul lato alto del potenziometro di volume e disaccordare il secondario del discriminatore $T_4$ (nucleo esterno) fino ad ottenere la massima lettura. Accordare successivamente

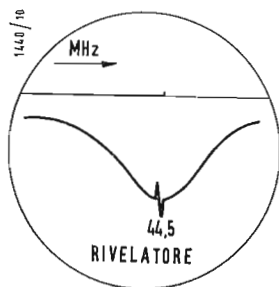



Fig. 7

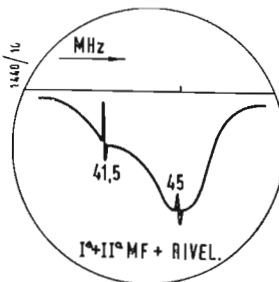



Fig. 8

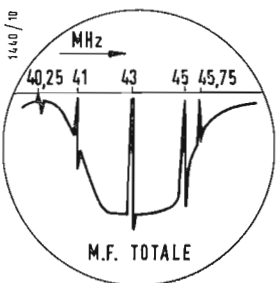



Fig. 9

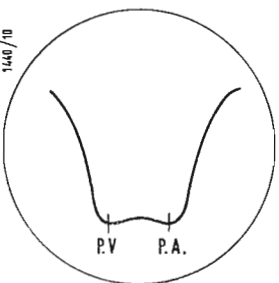



Fig. 10

il primario (nucleo interno) per ottenere la massima lettura. Riaccordare il secondario del discriminatore per la lettura minima sul voltmetro. Nel caso l'audio risultasse distorta occorrerà ritoccare leggermente il nucleo esterno del secondario stesso.

### 5.2. - Taratura trappola audio nel video

Collegare un rivelatore come da figura 5 fra il catodo del cinescopio, piedino 11, e la massa da un lato e dall'altro all'oscillografo (verticale). Collegare lo Sweep a 5,5 MHz alla griglia della 6CL6, piedino 2, nonche al dente di sega orizzontale dell'oscillografo. Regolare il nucleo nella trappola nel video fino a far coincidere il marker a 5,5 MHz nell'avallamento della curva come da figura 6.

### 5.3. - Taratura media frequenza video

Per la taratura della MF video occorre procedere come segue: 1) collegare l'oscillografo (verticale) tramite una resistenza da 10.000 Ω su $R_{31}$ (4,7 kohm carico video). L'orizzontale dell'oscillografo deve far capo al dente di sega dello sweep. 2) collegare lo sweep alla griglia della $V_3$ (3° 6CB6) regolando il nucleo di $T_3$ fino ad ottenere la curva di figura 7 con il marker a 44,5 MHz sul picco. 3) Collegare una batteria da 3 V sul controllo automatico di sensibilità con il negativo che faccia capo al punto di congiunzione di $R_6$ e $C_8$ ed il positivo a massa. Neutralizzare la trappola suono staccando la massa dal piedino 1 di $L_1$. Cortocircuitare il filtro di ingresso alla media frequenza $L_1$ (resistenza $R_1$ da 22.000Ω) e sconnettere il cavo del link dal gruppo alta frequenza. 4) collegare lo sweep sulla grigli della $V_1$ (1° 6CB6) e regolare la sintonia di $T_2$ facendo coincidere il marker a 45 MHz sul picco più alto nonchè la sintonia di $T_1$ facendo coincidere il marker a 41, 5MHz sul picco più basso come fa figura 8. 5) riconnettere la massa al piedino 1 di $L_1$. Togliere il corto circuito sul filtro di ingresso $L_1$. Riconnettere il cavo link sul gruppo a RF e predisporre il commutatore di canale sul canale *L*. Collegare lo sweep sul punto prova del gruppo RF (TP) tarare la trappola audio $L_2$ a 40,25 MHz regolando successivamente i nuclei di $L_1$ e $T_{203}$ fino ad ottenere la curva di risposta come da figura 9.
Curare che il livello della portante audio sia 1/20 del livello massimo di risposta.
La media frequenza deve essere allineata esclusivamente con il metodo indicato. È sconsigliabile tentare la regolazione dei nuclei osservando l'effetto sull'immagine. Qualora si noti un audio debole anche dopo la taratura della MF audio, o qualora il livello audio sia talmente forte da causare delle barre orizzontali sull'immagine, in qualsiasi posizione di sintonia, ritoccare di 1/4 di giro al massimo, i nuclei interni di $L_1$ e $T_{201}$.

### 5.4. - Taratura gruppo RF

Nel caso sia necessario effettuare la taratura di tale gruppo, la quale viene eseguita in modo perfetto dalla fabbrica, occorre agire nel modo seguente: 1) Disporre il televisore sul canale più alto; 2) Collegare lo sweep predisposto per il canale più alto, all'ingresso dell'antenna avendo cura di procedere all'adattamento di impedenza del generatore ai 300 ohm. 3) Collegare l'oscillografo verticale sul punto prova GAF (griglia convertitrice) attraverso una resistenza da 10.000 Ω e l'orizzontale al dente di sega in uscita dello sweep. 4) Regolare i compensatori $C_8$ e $C_{10}$ sul GAF fino ad ottenere la curva di risposta di figura 10, la qualcosa permette la taratura di tutti i canali. 5) la taratura dell'oscillatore su tutti i canali deve essere eseguita come segue: Predisporre il comando sintonia anteriore a metà corsa, regolare i nuclei degli oscillatori fino a fare coincidere il marker della portante audio sul punto prescritto sulla curva di risposta totale della media frequenza come da figura 9.
Per la taratura di un solo canale con l'ausilio della stazione emittente, basta riferirsi alle istruzioni d'installazione. *A*

## Aperta l'era dello «stato solido«

(segue da pag. 145)

*Un altro interessante campo d'uso dei ricevitori a transistori è quello dell'automobile.*

*L'avvento della radio a transistori, ha messo in crisi la classica auto-*

*Accorgimenti costruttivi e circuitali (inserzione di antenna esterna, dispositivi antidisturbi, altoparlante supplementare, posizione adatta dei comandi, ecc.) hanno permesso di realizzare dei ricevitori molto sensibili, d'uso promiscuo casa-auto, ad un prezzo accessibilissimo.*

*Per quanto riguarda l'estensione dei circuiti a transistori ai televisori, pur essendo tale problema allo studio presso parecchie ditte, non si sono ancora raggiunte delle soluzioni veramente pratiche e suscettibili di diffusione nel pubblico.* *A*

J. A. P.

# Stadio d'ingresso con tubo a griglia guidata per ricevitori TV*

*Si descrive uno stadio d'ingresso per ricevitori TV di dimensioni ridottissime che fa uso di un nuovo tipo di tubo elettronico e se ne discutono e le prestazioni le particolarità.*

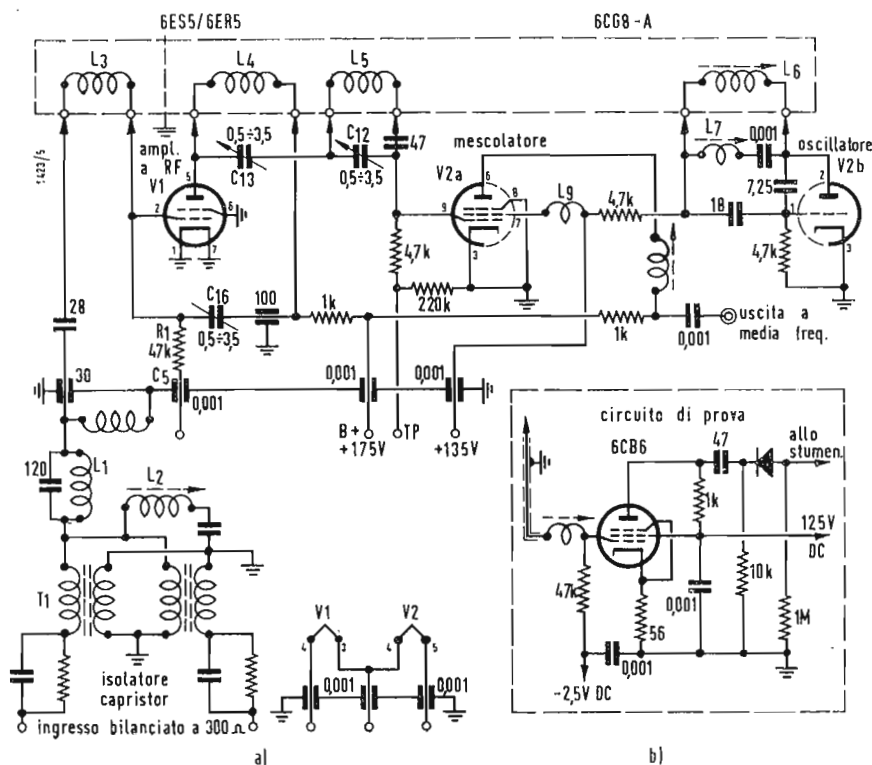



Fig. 1 - *a*) Circuito del gruppo alta frequenza VHF-UHF della Standard Coil; *b*) Circuito di prova che sostituisce la media frequenza.

RECENTEMENTE è stato realizzato una stadio d'ingresso (stadio di alta frequenza) per i ricevitori TV di dimensioni assai ridotte. Nelle fotografia sono visibili uno stadio d'ingresso per ricevitori TV di dimensioni convenzionali, costruito dalla STANDARD COIL, ed un esemplare del nuovo stadio d'ingresso con tubo a griglia guidata. Come si può immediatamente constatare le dimensioni di quest'ultimo sono notevolmente minori (il rapporto dei volumi è circa di ¼) rispetto alle stesse del tipo convenzionale. Inoltre il nuovo tipo ha prestazioni nettamente superiori e può essere usato, con opportune induttanze d'accordo, anche per la ricezione in U.H.F. Infine il personale tecnico giudicherà probabilmente assai più agevole lavorare sul nuovo tipo di stadio d'ingresso che non sul tipo convenzionale a causa della maggiore funzionalità cui si ispira l'intero progetto. Risulta infatti più agevole rimuoverne la polvere e la piastra del circuito stampato è montata sopra la torretta.

La tendenza attuale dei ricevitori TV è rivolta decisamente verso tipi con chassi sempre più stretti; inoltre è sempre più vivo l'interesse del pubblico verso ricevitori portatili. È quindi evidente che il nuovo gruppo di alta frequenza con tubo a griglia guidata sarà particolarmente apprezzato e si diffonderà certamente in quanto le sue ridotte dimensioni combaciano perfettamente con le esigenze suddette.

## 1. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito di alta frequenza per ricevitori TV del nuovo tipo con tubo a griglia guidata è riportato schematicamente in fig. 1a.

L'ingresso del circuito è bilanciato a 300 Ω. Dai morsetti d'ingresso, tramite due capristor (cioè due circuiti stampati contenenti ciascuno un gruppo resistenza capacità in parallelo) aventi la funzione di isolatori, si perviene al balun (cioè trasformatore bilanciato-bilanciato) $T_1$ che ha la funzione di trasformare l'impedenza d'ingresso da 300 Ω bilanciati in 75 Ω sbilanciati. Troviamo poi due trappole.

L'induttanza variabile di una di queste trappole ($L_2$) può essere regolata in fase di installazione, mentre l'induttanza variabile $L_1$ dell'altra trappola viene messa a punto in fabbrica in sede di collaudo. Entrambe le trappole suddette sono accordate sul valore della media frequenza per creare reiezioni

addizionali ad eventuali segnali di media frequenza.

Caratteristica peculiare del nuovo gruppo di alta frequenza è il tubo amplificatore a radiofrequenza 6ERS e 6ES5 in una versione migliorata di circuito a triodo neutralizzato o circuito « neutrode ». Questo tubo è stato ideato e realizzato mediante gli sforzi congiunti di Robert C. A. Eland, direttore delle ricerche della STANDARD COIL PRODUCTS e di due grandi fabbriche di tubi elettronici. Nel tubo è stato incluso un elettrodo addizionale, di forma particolare, che fa capo al piedino 6, come mostrato in fig. 2. Questo elettrodo è quello che l'inventore ha denominato « griglia guidata » ad agisce come schermo della placca. L'elettrodo in oggetto non conduce corrente. L'effetto di tale elettrodo presenta quindi qualche analogia con l'azione dell'elettrodo soppressore nei pentodi convenzionali. La griglia guidata riduce la capacità griglia-placca del tubo e provoca, di conseguenza, un aumento dell'impedenza di placca. Si consegue inoltre una riduzione della radiazione rispetto al tipo di tubo (6BN4) precedentemente usato nei circuiti « neutrode ». Con una più alta impedenza di placca il circuito contenente l'induttanza $L_1$ risulta meno smorzato. Ne consegue che il guadagno del gruppo di alta frequenza risulta considerevolmente più alto, mentre il rapporto segnale rumore del circuito stesso risulta sensibilmente migliorato.

Il circuito viene inoltre neutralizzato mediante l'opportuna regolazione del variabile $C_{16}$. Per la corretta regolazione del variabile $C_{16}$ occorre inviare una tensione del controllo automatico di guadagno, filtrata attraverso il condensatore $C_5$ ed opportunamente disaccoppiata tramite la resistenza $R_1$, di livello sufficiente ad interdire il tubo.

Viene quindi immesso un segnale ai morsetti d'antenna e il segnale d'uscita dell'amplificatore viene misurato mediante un opportuno rivelatore. Il condensatore variabile viene quindi regolato e fissato nella posizione in corrispondenza della quale si legge il segnale minimo all'uscita del rivelatore. Infatti, essendo il tubo interdetto dal livello del controllo automatico di guadagno, il segnale rivelato proviene soltanto dal circuito griglia-placca del tubo stesso; pertanto quando questo circuito è accordato l'impedenza ch'esso presenta per il segnale è massima ed il segnale rivelato è minimo. Le capacità variabili $C_{12}$ e $C_{13}$ consentono di compensare le eventuali variazioni di capacità interelettrodiche che possono verificarsi nella normale sostituzione dei tubi. Il segnale a radio-frequenza amplificato dal tubo a griglia guidata viene quindi trasferito alla griglia del tubo mescolatore, costituito dalla sezione a pentodo del tubo convertitore 6CG8. A. Poichè fra griglia e massa della sezione a pentodo del tubo convertitore 6CG8-A viene connessa l'induttanza $L_5$ il segnale a radiofrequenza si trasferisce sulla griglia stessa tramite la mutua induttanza fra le bobine $L_4$ ed $L_5$ che sono accoppiate magneticamente.

Qualora si desideri verificare la caratteristica dell'amplificatore ad alta frequenza e del circuito d'ingresso nella banda passante è necessario misurare il livello del segnale ai capi della $L_5$ su tutta la banda interessata. Per questo scopo è necessario connettere il pannellino di prova al punto di prova indicato con TP (test point) nello schema di fig. 1. Nel circuito del mescolatore l'induttanza $L_9$ inserita nel circuito di griglia-schermo ha la funzione di creare una reazione limitata e controllata ed eliminare una perdita di guadagno che altrimenti si verificherebbe per i canali in v. h. f.

Il circuito dell'oscillatore locale (costituito dalla sezione a triodo della 6CG8-A) è convenzionale. L'induttanza $L_6$ è la bobina d'accordo dell'oscillatore ed $L_7$ rappresenta l'induttanza variabile per l'accordo fine. Il controllo manuale dell'accordo fine varia l'induttanza $L_7$ spostando avanti ed indietro, e quindi introducendo più o meno all'interno della bobina, uno spinotto ceramico.

Come mostrato in fig. 1 l'uscita a media frequenza del gruppo di alta frequenza testè descritto è accoppiata tramite un accoppiamento a bassa capacità al primo stadio dell'amplificatore di media frequenza, non segnato in figura in quanto ovviamente non fa parte del gruppo di alta frequenza.

## 2. - MISURA DI GUADAGNO

Per procedere alla misura del guadagno dell'intero gruppo di alta frequenza si deve prima applicare un segnale di riferimento di media frequenza direttamente sulla griglia del tubo (6CB6) amplificatore di media frequenza del circuito di prova di fig. 1b o del primo tubo di un pannello amplificatore di media frequenza.

Questo segnale di riferimento dev'essere ovviamente di frequenza compresa nella banda di passaggio della media frequenza ed il suo livello va fissato normalmente in circa 0,1 V. Un rivelatore, connesso ad un conveniente punto intermedio od ai morsetti d'uscita dell'amplificatore di media frequenza oppure ai terminali d'uscita del circuito di prova, rivela il segnale. Uno strumento indicatore adeguato, connesso all'uscita del rivelatore, indica il livello del segnale rivelato. Si deve quindi misurare ed annotare il livello del segnale rivelato in corrispondenza del livello del segnale immesso ai terminali di griglia del primo stadio a media frequenza. A questo punto si applica ai terminali d'ingresso (terminali d'antenna) del gruppo d'alta frequenza un segnale della frequenza del canale di alta che si desidera verificare e si varia il livello di questo segnale fissandolo a quel valore per cui l'indicazione dello strumento connesso al rivelatore sia la stessa registrata nella misura precedente. Il rapporto fra i due segnali, cioè fra il livello del segnale si riferimento applicato alla griglia del primo stadio di media frequenza ed il livello del segnale applicato ai terminali d'ingresso d'antenna del gruppo di alta frequenza, che danno lo stesso segnale rivelato, è il guadagno dell'intero gruppo di alta frequenza. Si noterà che il rapporto fra i due suddetti segnali (dei quali il primo di media frequenza ed il secondo di alta frequenza) di frequenze diverse rappresenta il prodotto del guadagno dello stadio amplificatore di alta frequenza e del guadagno di conversione del mescolatore.

Il circuito di prova mostrato in fig. 1b può essere usato in luogo dell'intero amplificatore di media frequenza e del successivo rivelatore, ovvero come rivelatore ausialiario.

In pratica è preferibile usare, nelle misure, il circuito di prova in quanto evita eventuali errori che possono essere introdotti nel caso di disallineamento dell'amplificatore di media frequenza.

Pertanto vi sono due punti dai quali si può analizzare la risposta in frequenza del nuovo circuito di alta frequenza. Il primo è il punto di prova TP (vedi schema di fig. 1a) dal quale può essere misurata la risposta in frequenza dell'amplificatore di alta frequenza e del circuito di griglia del mescolatore. Il secondo è l'uscita del circuito di prova di media frequenza, dal quale può essere misurata la selettività complessiva del gruppo di alta frequenza e degli stadi di media frequenza introdotti. Per esaminare la selettività nei due casi suddetti è necessario introdurre all'ingresso del gruppo di alta frequenza (terminali d'antenna) il segnale d'uscita di un vobulatore centrato sulla frequenza del canale di cui si desidera misurare la selettività. Si può ovviamente osservare la banda passante mediante un oscillografo catodico sincronizzato con la cadenza del vobulatore.

Il fattore di rumore viene normalmente misurato soltanto in fabbrica in sede di collaudo. Per questa prova è necessario disporre di un generatore di rumore a diodo saturato, che presenta quindi effetto granulare puro, che genera una tensione di rumore uniforme su tutte le frequenze TV desiderate. Il gruppo di alta frequenza deve essere connesso ad un amplificatore di media frequenza di accertata stabilità. Segue il secondo rivelatore ai cui terminali di uscita si connette uno strumento indicatore adeguato. Su detto strumento si può leggere il contenuto residuo di rumore del segnale prodotto al secondo rivelatore. Tutto ciò è possibile se l'amplificatore ha caratteristiche tali che

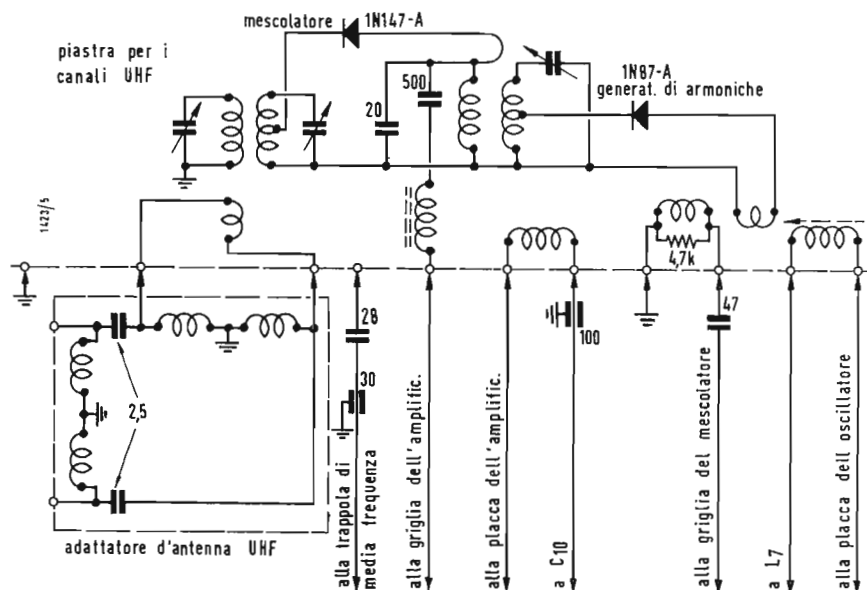



Fig. 2 - Rappresentazione schematica di un circuito semplificato per U.H.F. Come si puo notare questo pannello utilizza una doppia selezione.

il suo guadagno può essere ridotto di 3dB senza peggiorare la sua risposta in frequenza, cioè la sua selettività. La riduzione di guadagno di 3 dB può essere ottenuta sia usando un attenuatore adattato, sia agendo sulla polarizzazione. Un segnale del generatore di rumore, applicato ai terminali d'ingresso del gruppo di alta frequenza, viene immesso nel gruppo stesso. Riducendo ora di 3 dB il guadagno dell'amplificatore di media frequenza si aumenta il livello di rumore generato dal diodo saturato fino a che lo strumento all'uscita del secondo rivelatore non dà la stessa indicazione osservata prima di deprimere il guadagno, cioè lo stesso contenuto residuo di rumore. La lettura dello strumento indicatore connesso al rivelatore dà il fattore di rumore.

## 3. - CARATTERISTICHE MECCANICHE

Si noti che il nuovo circuito di alta frequenza lavora nei limiti stabiliti della FCC per la radiazione dell'oscillatore V.H.F. Anche quando si usa il nuovo circuito di alta frequenza nella gamma U.H.F. (ciò che è possibile sostituendo adeguatamente le bobine d'accordo) i limiti massimi imposti per la radiazione dell'oscillatore U.H.F. sono comodamente rispettati.

Il circuito di alta frequenza con tubo a griglia guidata è caratterizzato, rispetto ai tipi convenzionali di circuiti di alta frequenza, da vari miglioramenti meccanici. Lo strato di polvere sul coperchio può essere facilmente tolto semplicemente agitando le sezioni elastiche fessurate da ogni lato del coperchio stesso. I contatti positivi delle bobine della torretta con i contatti statorici sono assicurati tramite sferette. La forza meccanica assiale delle bobine è la stessa che nei circuiti di alta frequenza di maggiori dimensioni geometriche. I contatti sono inoltre precaricati. La Sandard Coil fa uso di una macchina automatica per prove di vita e gli ingegneri della ditta hanno prescritto che la torretta del nuovo gruppo di alta è accettabile per 50.000 cicli di rotazioni almeno della torretta stessa. Per ciclo di una rotazione si intende una rotazione completa della torretta in una direzione e quindi una rotazione uguale in direzione opposta.

Il lavoro per sostituzione dei componenti risulta nel nuovo gruppo di alta frequenza altrettanto agevole che nei più grossi tipi convenzionali; si asportano, con tagli ai terminali, i componenti difettosi e si saldano al loro posto componenti efficienti in modo del tutto convenzionale. In pratica tutte le parti associate con l'amplificatore e radiofrequenza, il mescolatore e l'oscillatore locale, ad eccezione del complesso d'ingresso d'antenna e delle induttanze della bobina assiale, sono montate sopra o costituiscono una parte della piastra di circuito stampato che è installata fra la torretta e gli zoccoli delle valvole.

## 4. - UTILIZZAZIONE DEL GRUPPO DI ALTA FREQUENZA CON TUBO E GRIGLIA GUIDATA NELLA GAMMA U.H.F.

Il nuovo gruppo di alta frequenza può essere utilizzato nella gamma U.H.F. mediante la semplice sostituzione delle bobine in V.H.F. con quattro lamine induttive in U.H.F. Ogni lamina induttiva in U.H.F. può avere, sulla torretta, due lamine induttive in V.F.H. da ogni lato. Le lamine induttive in U.H.F. sono disposte nel circuito come le bobine assiali in V.H.F. Si deve soltanto notare che per inserire una lamina induttiva in U.H.F. è necessario rimuovere

le due bobine assiali adiacenti, una per ogni lato, che, dopo aver inserito la lamina induttiva in U.H.F., debbono essere nuovamente rimesse al loro posto.

Allorchè inseriamo per la prima volta una lastra per U.H.F. in uno di questi gruppi di alta frequenza dobbiamo ovviamente assicurarci che il gruppo stesso sia equipaggiato con un adattatore d'antenna per U.H.F. Questo circuito d'ingresso viene inserito, attraverso un foro, nella parte posteriore del gruppo di alta frequenza, adiacente al circuito d'ingresso d'antenna per V.H.F. Quando l'adattore è installato viene connesso ai due rimanenti contatti della piastra per U.H.F. ed un contatto addizionale per la messa a massa sporge fuori dal bordo estremo della piastra, risultando costituito dal metallo base della lamina ad U.H.F.

Come mostrato in fig. 2, ove è schematicamente rappresentato un circuito semplificato per U.H.F., questo pannello utilizza una doppia preselezione.

Il segnale ad alta frequenza, cioè quella gamma U.H.F., viene convertito in segnale di media frequenza in un mescolatore a cristallo che fa uso del cristallo 1N147-A. Al cristallo mescolatore perviene l'appropiata tensione di oscillatore locale dal selettore armonico. Questo selettore armonico è, a sua volta, eccitato da un segnale di frequenza armonica generata da un altro cristallo, un 1N87-A, il quale trae la tensione fondamentale dell'oscillatore in V.H.F. Questa tensione di oscillatore perviene al cristallo generatore di armoniche mediante un accoppiamento induttivo con la bobina dell'oscillatore V.H.F. Si noti che l'uscita del mescolatore a cristallo è un segnale di media frequenza che appare ai capi della prima capacità di una rete a $\pi$. La capacità d'uscita di questa rete è la capacità d'ingresso, nel gruppo di alta, di un tubo amplificatore (una 6ES5), il quale lavora come uno stadio amplificatore di media frequenza ad alto guadagno.

Con questo tipo di gruppi di alta frequenza in U.H.F. si ottengono fattori di rumore dell'ordine di 11 dB. Tuttavia la STANDARD COIL non esige il suddetto valore in fase di produzione normale. Le lamine induttive in U.H.F. sono accordate alla frequenza specificata. Tuttavia i costruttori raccomandano che, quando si inseriscono nel gruppo per la forma volta, i tecnici ritocchino l'accordo dell'oscillatore locale che è raggiungibile attraverso il normale foro di taratura.

## 5. - CONCLUSIONE

Le prestazioni del gruppo di alta frequenza con torretta ridotta e tubo a griglia guidata sono superiori a quelle dei tipi convenzionali di dimensioni geometriche notevolmente maggiori.

Una importante ragione di ciò è dovuta all'uso del tubo a griglia guidata nel circuito Neutrode utilizzato nello stadio amplificatore a radiofrequenza. Nel tubo a griglia guidata due schermi sono disposti fra la griglia e la placca. Questo schermaggio riduce la capacità griglia-placca, aumentando, di conseguenza, l'impedenza di placca ed il guadagno del tubo stesso, nel contempo le irradiazioni sono ridotte ed il rapporto segnale/rumore migliora.

La costruzione meccanica del piccolissimo complesso presenta anch'essa vari miglioramenti, ivi compreso il coperchio che scorre facilmente dentro e fuori senza alcuna conseguente complessità meccanica.

L'oscillatore V.H.F. è molto stabile e l'irradiazione dell'oscillatore locale è compresa nei limiti dell'F.C.C.

Il nuovo gruppo miniaturizzato in V. H.F. può essere usato per la ricezione di quattro canali in U.H.F. aggiungendo un circuito d'ingresso e quattro appropriate lamine induttive in luogo delle induttanze in V.H.F.

*A*

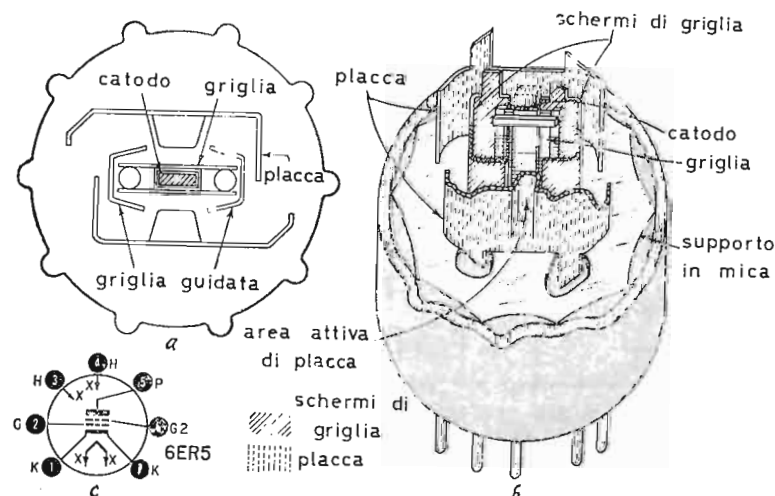



Fig. 3 - Diagrammi costruttivi del tubo a griglia guidata.

## segnalazioni brevetti

PERFEZIONAMENTO NEI DISPOSITIVI DI SOVRAPPOSIZIONE DI FREQUENZA DEL TIPO AUTO-OSCILLANTE CON TRIODO PER ELEVATE FREQUENZE PARTICOLARMENTE PER LE BANDE DI FREQUENZA TELEVISIVE COMPRESE NEL CAMPO DELLE ONDE DECIMETRICHE.
Telefunken G. m. b. H. a Berlino. (9-2560)

RICEVITORE DI TELEVISIONE CON DISPOSITIVO PER IL COMANDO AUTOMATICO DI FREQUENZA DEL RICEVITORE IN FUNZIONE DELL'AMPIEZZA DELL'ONDA DIFFERENZA DI PORTANTI.
Westinghouse Eletric Corporation a East Pittsburgh, Pennsylvania (S.U.A.) (9-2560)

SISTEMA DI RIPRODUZIONE DI SINGOLI SEGNALI IN DIFFERENTI COLORI SU UNO SCHERMO ELETTROLUMINESCENTE E SCHERMO ED IMPIANTO PER L'ATTUAZIONE DEL SISTEMA, PARTICOLARMENTE PER RICEVITORI DI TELEVISIONE A COLORI.
Westinghouse Electric Corporation a East Pittsburgh Pennsylvania (S.U.A.) (9-2560)

DOPPIO CONDUTTORE SIMMETRICO PER ALTE FREQUENZE PER LINEE DI ANTENNE AD ONDE ULTRACORTE.
Kablo Bratislava narodni podnik a Bratislava (Cecoslovacchia). (10-2795)

CIRCUITO PER RICEVITORE TELEVISIVO E RADIO A MODULAZIONE DI FREQUENZA.
Montalti Antonio & Valginsti Diello a Mercato Saraceno (Forlì). (10-2795)

DISPOSITIVO APPLICABILE SUGLI APPARECCHI RADIO PER MIGLIORARNE L'ACUSTICA.
Truffa Cesare a Torino. (10-2795)

SINTONIZZATORE PASSA BANDA A MANICOTTO CON ACCOPPIAMENTO VARIABILE, CHE CONSENTE UNA LARGHEZZA DI BANDA SOSTANZIALMENTE UNIFORME ATTRAVERSO UNA GAMMA D'ACCORDO ESTREMAMENTE AMPIA, PARTICOLARMENTE PER RICEVITORI DI TELEVISIONE.
Aladdin Industries Incorporated a Chicago Illinois (S.U.A.) (10-2798)

ASTE DIRETTRICI E RIFLETTENTI PERFEZIONATE DI ANTENNE TELEVISIVE.
Bordoni Giovanni a Vercelli. (10-2798)

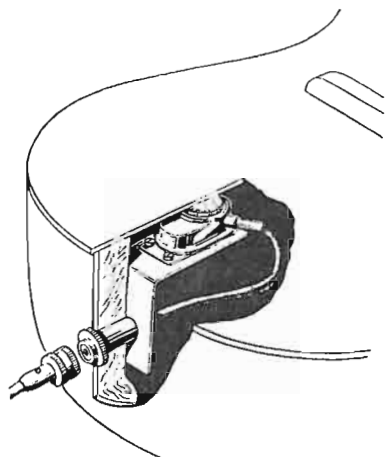
DISPOSITIVO CENTRATORE DI IMMAGINI PER CINESCOPI DI APPARECCHI RICEVITORI TELEVISIVI.
Geloso Giovanni a Milano. (10-2798)

PROCEDIMENTO PER LA PRODUZIONE DI SCHERMI LUMINESCENTI TRASPARENTI.
General Electric Company a Schenectady New York (S.U.A.). (10-2798)

DISPOSITIVO PER LA RIVELAZIONE SINCRONA POLIFASE DELLA COMPOSIZIONE DEI COLORI DI UN SEGNALE TELEVISIVO A COLORI PARTICOLARMENTE PER RICEVITORI TELEVISIVI AVENTI UN TUBO RIPRODUTTORE DELL'IMMAGINE CON TRE RAGGI CATODICI.
Hazeltine Corporation a Little Neck New York (S.U.A.). (10-2799)

DISPOSITIVO COMPRENDENTE UN TUBO A RAGGI ELETTRONICI.
Philips' Gloeilampenfabriken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi). (10-2799)

APPARECCHIO PER LA VISIONE STEREOSCOPICA DELLE IMMAGINI TELETRASMESSE, DA APPLICARSI AI COMUNI TELEVISORI.
Ranti Arturo a Siracusa. (10-2799)

DISPOSITIVO DI COMMUTAZIONE PER LA VARIAZIONE DELLE CARATTERISTICHE DI IMMAGINE NEI RICEVITORI TELEVISIVI A BANDA LATERALE SINGOLA.
Telefunken G.m.b.H. a Berlino. (10-2799)

## Sonorizzatore per strumenti a corda (chitarre, mandolini e violini) e per fisarmonica

**0170 – *Sig. P. Arena – Napoli.***

Effettivamente la ditta DOLFIN di Milano (nota per l'appunto con la sigla DO RE MI) costruisce un Sonorizzatore a membrana (*Amplivibro*) per strumenti a corda, che lavora per contatto e deve essere applicato al momento dell'uso, all'esterno dello strumento senza particolari accorgimenti. Il livello è sufficientemente alto e quindi una modesta amplificazione, quale quella fornita da un buon radioricevitore, spesso consente notevoli risultati.

Un altro sonorizzatore di tipo fisso, e costruito dalla stessa Ditta, è costituito da una unità piezoelettrica bimorfa per funzionamento a contatto. Esso è incorporato in una speciale custodia avente minime dimensioni e peso, e viene alloggiato definitivamente nell'interno dello strumento musicale senza che ne derivi alcun inconveniente per la cassa armonica. L'applicazione viene fatta secondo lo schema della figura 1.

La stessa Ditta realizza altresl dei sonorizzatori per fisarmonica. In questo caso l'unità piezoelettrica deve essere avvitata molto elasticamente al regolo centrale di legno della camera delle voci «alti» della fisarmonica stessa, come indicato in figura 2. Si dovrà usare l'accorgimento di interporre fra il sonorizzatore e la camera alcune rondelle di gomma in modo da rendere il complesso il più morbido possibile. Il raccordo si effettuerà tramite un foro attraverso la basē della camera stessa.

Facciamo notare al richiedente ed altri nostri lettori interessati dell'argomento, che sovente si usa collegare più sonorizzatori ad uno stesso preamplificatore (generalmente l'uso del preamplificatore è necessario per amplificatori di debole potenza): tale sistema è poco ortodosso ed è consigliabile l'uso di un preamplificatore miscellatore a più canali, come ad esempio il 35 MP che dispone di quattro canali distinti. (*P. Soati*)

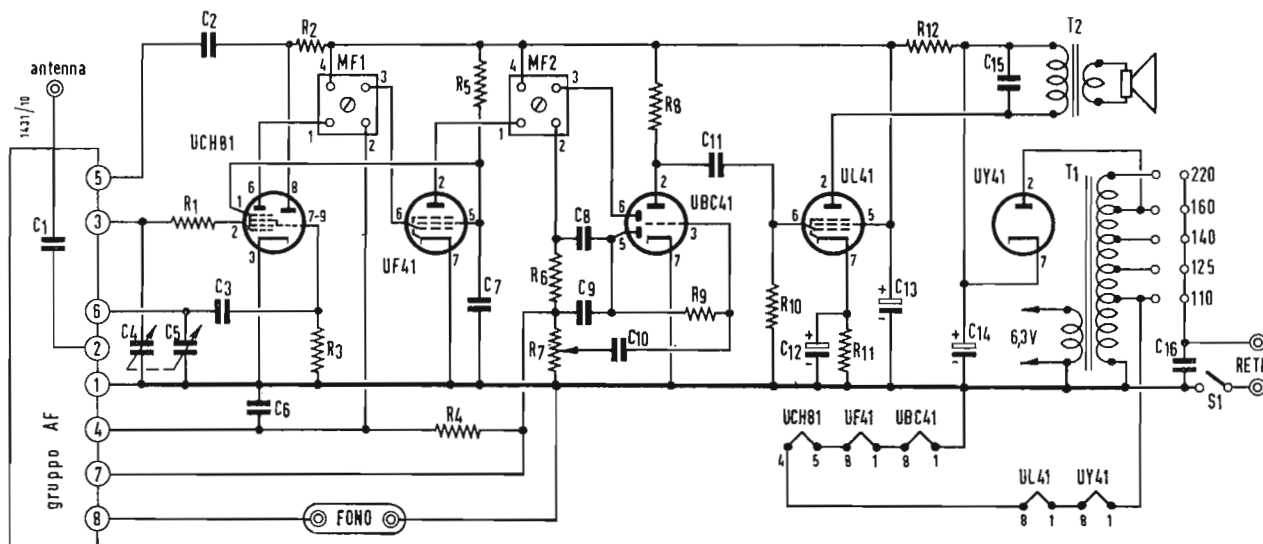
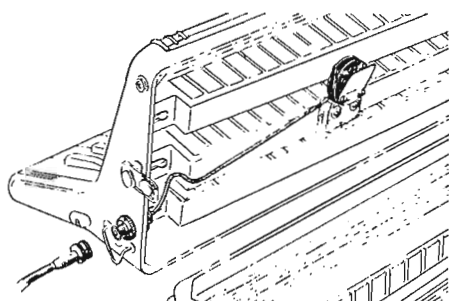
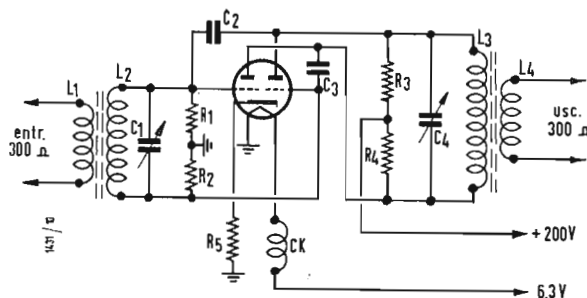
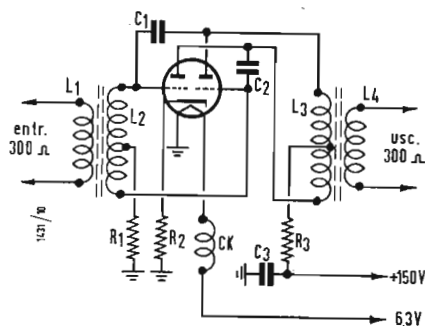
## Schema di un radioricevitore con tubi della serie U

**0171 – *Sigg. S. Pittaluga – Multedo, Genova; G. Loi – Cagliari.***

Lo schema richiesto dal sig. Pittaluga non è di facile attuazione dato che i tubi a sua disposizione hanno delle caratteristiche troppo diverse. D'altra parte, dato che oggigiorno il prezzo dei tubi incide in misura modesta sul costo di un apparecchio radio, le consiglio la realizzazione di un apparecchio che pur avendo le caratteristiche richieste usi qualche tubo diverso da quelli in suo possesso. Detto schema sarà riportato in un prossimo numero.

In figura 1 riporto lo schema di un altro apparecchio a cinque tubi funzionante con tubi della serie U come richiesto. Esso è adatto per la ricezione delle onde medie e corte sulle gamme 190/580 e 16/50 m, e con presa fono. Un tubo UCH81 funge da oscillatore convertitore, mentre il pentodo a pendenza variabile UF41, costituisce l'amplificatore a media frequenza su 467 kHz. Il doppio triodo UBC41 ha la duplice funzione di rivelatore e di preamplificatore a BF. Esso serve anche a controllare il Cav. Quale tubo finale è stato usato un UL41 mentre il raddrizzamento della corrente alternata è affidato ad un tubo UY41. Per il gruppo ad AF può essere usato un GBC 1858 unitamente ad una coppia di medie frequenze 1858. L'altoparlante usato è del tipo GBC 1480 e così pure l'autostrasformatore che è del tipo 2089. Il valore degli altri componenti e il seguente: $C_1$ = 2000 pF, (1714); $C_2$ = 300 pF mica; $C_3$ = 50 pF mica; $C_4$, $C_5$ = variabile adatto al gruppo usato (GBC 1844); $C_6$ = $C_7$ = 50.000 pF carta; $C_8$ = 200 pF mica; $C_9$ = 100 pF mica; $C_{10}$, $C_{15}$ = 5000 pF carta; $C_{11}$ = 10000 pF carta; $C_{12}$ = 10 µF elettrol. catodico; $C_{13}$, $C_{14}$ = 50 + 50 µF elettrol. 350 V; $C_{16}$ = 20.000 pF. $R_1$ = 30 Ω, 1/2 W; $R_2$ = 10000 Ω 1/2 W; $R_3$ = 33000 Ω 1/2 W; $R_4$ = 3,3 MΩ, 1/2 W; $R_5$ = 25000 Ω, 1/2 W; $R_6$ = 0,1 MΩ, 1/2 W; $R_7$ = 0,5 MΩ, potenziometro con int.; $R_8$ = 0,1 MΩ, 1/2 W; $R_9$ = 7 MΩ, 1/2 W; $R_{10}$ = 0,47 MΩ, 1/2 W; $R_{11}$ = 150 Ω, 1/2 W; $R_{12}$ = 1200 Ω, 2 W. Per il montaggio valgono le solite norme. È opportuno ricordare che i piedini 7 e 9 del tubo UCH81 debbono essere collegati fra di loro altrimenti non si hanno oscillazioni.

La taratura dovrà essere effettuata come di consueto: dopo aver controllato l'esatta po-

sizione dell'indice e cioè che si trovi all'inizio corsa con condensatore aperto ed a fine corsa con condensatore chiuso, si procederà alla taratura dei trasformatori di media frequenza ad orecchio oppure collegando il generatore dei segnali predisposto su 467 kHz ai morsetti di antenna regolando i nuclei per la massima uscita. Quindi si procederà alla taratura in corrispondenza dei 600 kHz (500 m) agendo sul nucleo della bobina della sezione oscillatrice prima e quindi sul nucleo della bobina di aereo in modo da ottenere il massimo segnale. La stessa operazione dovrà essere ripetuta in corrispondenza dei 1200 (250 m). Per ottenere un allineamento perfetto le operazioni di taratura potranno essere ripetute almeno due volte. Per la gamma delle onde corte la taratura deve essere eseguita in corrispondenza dei 15 MHz (20 m) agendo tanto sui compensatori quanto sui nuclei delle bobine interessate.

*(P. Soati)*

## Amplificatori per impianto di antenna TV (booster)

**0172 – *Sigg. P. Gerardo – Riardo; G. Bruzzone – Chiavari.***

Al quesito postomi dal sig. Gerardo, circa lo schema del ripetitore risponderò in uno dei prossimi numeri della rivista.

In figura 1 si riporta lo schema di un booster ad un solo tubo che se ben realizzato, cioè tramite un buon montaggio, con connessioni cortissime, materiale di ottima qualità e messa a punto perfetta, può dare senz'altro i risultati richiesti con un minimo consumo. Anche lo schema di figura 2 è simile a quello precedente.

Il tubo usato in entrambi gli schemi è un doppio triodo 6J6.

I valori dei componenti usati nello schema di figura 1 sono i seguenti: $R_1$ = 20 kΩ, $R_2$ = 50 kΩ, $R_3$ = 10 kΩ 1W, $C_3$ = 500 pF, Ck è un impedenza costituita da una bobinetta a nido d'ape del diametro interno di 6 millimetri e con una ventina di spire (circa 50 μH). I valori delle bobina per la banda 61-68 MHz, che interessa il sig. Bruzzone sono i seguenti: $L_1 = L_4$ = 3 spire, $L_2$ = 10 spire, $L_3$ = 8 spire, filo argentato da 1 mm. Spire avvolte su di un supporto a minima perdita del diametro di 12 mm. contenente un nucleo avvitabile in ferrite, per la messa a punto.

Per le frequenze del canale 3b (F), il numero delle spire sarà il seguente: $L_1 = L_4$ = 1 spira, $L_2$ = 3 spire scarse, $L_3$ circa 2 spire; filo argentato, avvolte su di un supporto con ferrite, come sopra, ma avente il diametro di 9 mm. I condensatori $C_1$ e $C_2$ dovranno avere una capacità di circa 3 pF. Essi possono essere convenientemente autocostruiti, saldando direttamente alle due griglie del tubo 6J6 due tubetti di rame avente un diametro interno di 1,5 mm. Si prenderanno inoltre due pezzetti di filo di rame con diametro di un millimetro, isolati in plastica, che dopo essere stati saldati ciascuno ad una estremità degli anodi del tubo con l'altra estremità si infileranno nel rispettivo tubicino. Si otterranno due piccoli condensatori tubolari i quali permetteranno di raggiungere il giusto grado di neutralizzazione infilando più o meno il filo isolato dentro al tubicino, cioè aumentando o diminuendo la capacità. L'uso di un doppio triodo, anche se rende necessaria la neutralizzazione è sempre da preferirsi ai pentodi perché, se l'amplificazione risulta essere sensibilmente minore, il rapporto segnale/disturbo è notevolmente migliore, la qualcosa è della massima importanza in televisione, dove la banda usata è molto larga.

Lo schema di figura 2, come già detto è simile al precedente, ed è stato estratto dal volume «*Le Antenne*» della Editrice Il Rostro nel quale sono pubblicati anche alcuni schemi di booster più complessi. Il valore dei componenti è il seguente: $R_1$ = $R_2$ = 0,5 MΩ, $R_3$ = $R_4$ = 40 kΩ, $R_5$ = 60 Ω, $C_2$ = $C_3$ condensatori di neutralizzazione da costruire come nello schema precedente, $C_1$ = $C_4$ = variabili da 5/10 pF, che possono essere eliminati usando avvolgimenti per le bobine identici a quelli indicati per lo schema precedente, ed effettuando la messa a punto tramite i nuclei di ferrite. Le bobine saranno identiche a quelle dello schema di figura 1.

La messa a punto del boster deve essere effettuata con la massima cura, sia per l'entrata che per l'uscita, onde ottenere il migliore adattamento di impedenza.

Una perfetta taratura delle bobine può eventualmente essere eseguita con l'aiuto di un semplice grid-dip, mantenendo il tubo acceso ma privo di tensione anodica. Il valore più adatto della capacità di neutralizzazione, sempre con tubo acceso e senza anodica, può essere trovato mediante un generatore di segnale posto al centro della gamma e con l'uso di un indicatore di tensione di uscita molto sensibile (ad esempio, un 1N34 con microamperometro). Dopo aver regolato i ferrocart, fino ad ottenere la massima uscita, si regoleranno i compensatori di neutralizzazione fino ad ottenere la minima uscita. Dette operazioni dovranno essere ripetute più volte fino a che non è possibile ottenere una ulteriore diminuzione dell'uscita. Dopo tali operazioni si potrà dare tensione all'anodo ed inserire in circuito il booster. Questo sistema è il più ortodosso per ottenere una perfetta messa a punto dei booster a neutralizzazione.

In seguito pubblicheremo lo schema di qualche altro booster privo di neutralizzazione ed a più tubi.

*(P. Soati)*

## Caratteristiche del materiale del surplus americano.

**0173 – *Diversi richiedenti.***

Molti nostri lettori ci chiedono notizie sul materiale del surplus americano. Siccome non ci sarà possibile pubblicare tutti gli schemi, ad eccezione di quelli maggiormente diffusi, pubblichiamo le caratteristiche del materiale surplus che si trova più comunemente in commercio.

*ADF* = Ricevitore 15-1750 kHz in sei gamme. 8 Tubi; 3-6D6, 2-76, 2-6C6, 1-41.

*AM/26/21C* = Amplificatore interfonico per alimentazione a 28V. tubi 2-12J5,2-12A6

*APA*-10 = Ricevitore pan-oscill. con adattatore panoramico per MF 405-505 kHz. 4, 75-5, 75 MHz, 29-31 MHz.

*APN*-1 = Altimetro ricevitore-trasmettitore 418-462 MHz. Per misure da 3 a 4000 piedi. Alimentazione 38 V cc. Tubi: 4-12SH7, 3-12SJ7, 2-12H6, 1-VR150, 2-955, 2-9004.

*APN*-4 = Oscilloscopio per Radar con 25 tubi.

*R65/APN*-9 = Ricevitore ed indicatore Loran, con 35 tubi più tubo catodico da 3" 35 tubi. Alimentazione 110 V 400 Hz.

*APQ*-9 = Radar per VHF

*RT34/APS*-13 = Trasmettitore ricevitore 410-420 MHz. Media frequenza 30 MHz. Tubi: 5-6J6, 9-6AG5, 1-VR150, 2-2D21.

*APS*-15 = Radar per i 3 metri aliment. 115V 400 Hz. 45 tubi più due tubi raggi catodici da 5" e 2".

*APT*-5 = Trasmettitore per i 1500 MHz. Filamenti 115V ac. AT non inclusa. Tubi: 2-6AC7, 1-6L6, 2-829, 1-931A, 1-522, 1-6AG7.

*ARB* = Ricevitore a 4 gamme da 195 a 9 MHz. Tubi: 1-12SA7, 4-12SF7, 1-12A6.

*ARC*-4 = Trasmettitore e ricevitore per i 140 MHz. Con quattro cristalli. Alimentazione a 24 e 12Vcc. Trasmettitore 7 tubi. Ricevitore 13 Tubi.

*ARC*-5. Complesso costituito da ricevitori per 190-550 kHz, 1,5-3 MHz, 3-6 MHz, 6-9,1 MHz. Trasmettitori per 500-800 kHz, 800-1300 kHz, 1,3-2,1 MHz, 3-4 MHz, 4-5,3 MHz, 5,3-7 MHz, 7-9,1 MHz, 100-156 MHz, Modulatore MD7/ARC5.

*ARC*-429 = Ricevitore a due gamme 201-400 kHz, 2500-4700 kHz (areonautica).

*ARC*-429A = Ricevitore due gamme 201-400 kHz, 4150-7700 kHz (areonautica).

*R-89/ARN5A* = Ricevitore 332,335 a sintonia fissa con cristalli per 332,6-333,8-335

MHz. Tubi: 7-6AG5,1-12SR7, 2-12SN7, 1-28D7.
*R5/ARN-7* = Ricevitore per radiobussola 200-1750 kHz in tre gamme a 17 tubi.
*ART-13* (o ATC) trasmettitore per auto 2-18, 1 MHz in 11 canali, fonia, cw o mcw. Tubi: 813 finale, 2-811 in PP modulatore.
*ASB* = Radar per i 515 MHz.
*ATD* = trasmettitore per aerei 540-9050 kHz CW o fonia. 380 e 1000V cc. tubi: osc. 6L6, RF amp 814, pilota 6L6, 6SL7 amplif. mod 2-6L6.
*AVT-112A* = trasmettitore per aerei 2500-6500 kHz. Fonia per 6,12,24V. 6 tubi.
*B* 19 = Trasmettitore e ricevitore MARK II 40-80 metri.
*BC* 191 = come 375E però con alimentazione a 12 o 14V.
*BC* 221 = Ondametro fino alla 125 armonica. Frequenze basse comprese fra 125-250 kHz. a 2000-4000 kHz. Precisione superiore al 0.005 %.
*BC* 222 = Ricevitore-trasmettitore 28-38 MHz, 38-53 MHz (simile al BC322).
*BC 223AX* = Trasmettitore con tre bobine TU17A 2000-3000 kHz, TU18 3000-4500 kHz TU25 3500-5250 kHz. Tubi: Osc. 901, PA 2-801, Mod. 1-46, Amp. 1-46. 4 frequenze prefissate con cristallo.
*BC* 224 = Ricevitore 200-500 kHz, 1500-18.000 kHz. Alim. 14V (uguale al BC-348 salvo l'alimentazione.
*BC 306A* = Sintonizzatore di antenna per trasmettitore BC375 150-800 kHz.
*BC*-312 = Ricevitore 1500-18000 kHz. Tubi 4-6K7, 1-6L7, 2-6C5, 1-6R7, 1-6F6 (due stadi RF).
*BC*-314 = uguale al BC 312, copre però la gamma 150-1500 kHz.
*BC*-322 = Ricevitore-trasmettitore 52-65 mHz.
*BC*-342 = identico al BC 312 alimentato a 115V AC.
*BC*-344 = come il BC 312 copre la gamma 150-1500 kHz, alimentato a 115V ac.
*BC*-348 = Ricevitore 1500-18000 kHz e 200-500 kHz. Con compensatore di disturbi al neon. Uscita 300 o 4000 ohm. Filtro a cristallo AVC, MVC, BFO. RF 2-6K7, Osc. 6C5, Riv. 6J7, I° MF 6K7, 2° MF e CW osc. 6F7; 3° MF e 2° riv. 6B8, BF 41.
*BC*-3571 = Ricevitore per radio fari 75 MHz.
*BC*-375 = Trasmettitore 150W da 200 a 12000 kHz. Osc. 211, RF amP 211. Amp. 10, mod. PP 2-211. In cinque gamme.
*BC*-403 = Oscilloscopio per Radar 5". 115V 60 Hz (SCR270/271).
*BC*-404 = Ricevitore Radar 102-110 MHz, 12 tubi, 115V 60 Hz (SCR 270/271).
*BC*-406 = Ricevitore 201-210 MHz 15 tubi, 115V (SCR268).
*BC*-412 = Oscilloscopio per SCR 268 (radar).
*BC*-450A = Cassetti per ricevitore 453A.
*BC*-453*A* = Ricevitore per areonautica. Ne esistono diverse serie simili fra loro. Richiedono 250 V 50mA e 25,2V 0,45A di alimentazione. Tubi 3-12SK7, 1-12SR7, 1-12A6 1-12K8 (vedere SCR-274N). BC453A copre 190-550 kHz, 454A 3-6 MHz, 455A 6-9, 1 MHz.
*BC*-456*A* = Modulatore del BC 457A (SCR-274N).
*BC*-457*A* = Trasmettitore che unitamente ai ricevitori della serie BC453 costituisce il complesso SCR 274N. Tubi PA 2-1625, Osc. 1-1626, indic. sint. 1-1629.
*BC*-457*A* 4-5,3 MHz (cristallo 4600 kHz),
*BC*-458*A* 5,3-7 MHz (cristallo 6200 kHz).
*BC* 459*A* 7-9 MHz (cristallo 8000 kHz) BC 696 3-4 MHz (cristallo 3500 kHz).
*BC*-603 = Ricevitore a 10 canali per FM 20-30 MHz; 10 Tubi. 12V.
*BC*-604 = Trasmettitore a 10 canali FM 20-30 MHz. 1625 finale con 20 W di uscita alim. 12V. 8 tubi.
*BC*-620*A* = Ricevitore-trasmettitore 20-27,9 MHz con 13 tubi. 4-1LN5, 1-1LC6, 1-1LH4, 2-1291, 4-1299, 1-1294.
*BC*-624 = Ricevitore del complesso SCR522 10 tubi.
*BC*-645 = Ricevitore trasmettitore (IFF) 435-500 MHz. 400 V 135mA. 9V 1,2A. Tubi: 4-7F7, 4-7H, 2-7E6,2-6F6, 2-955, 1-316A.
*BC*-653*A* = Trasmettitore 100 W cw, 22W fonia, da 2 a 4,5 MHz. 807, 2-1613, finale 2-814.
*BC* 654*A* = Ricevitore-trasmettitore 3800-5800 kHz. Calibrazione ogni 10 kHz. Cristallo per controllo ogni 200 kHz. Uscita 12W fonia, 25W cw. Tubi tx 6 dei quali 2-307A finali. Super a 7 tubi dei quali 3-1N5, 1-1A7, 2-3Q5, 1-AH5.
*BC* = 659 ricevitore e trasmettitore FM per fonia 27-38.9 MHz. Controllo a cristallo. uscita 2W. Alimentazione a batteria.
*BC*-684/683 = Trasmettitore e ricevitore per FM 27-38.9 MHz. Trasmettitore 8 tubi per 10 canali. Ricevitore 9 tubi per 10 canali. 35W.
*BC* 696 = vedere BC 457A.
*BC*-701 = Ricevitore per VHF 170-180 MHz. MF 30,5 MHz. 11 tubi.
*BC*-704*A* = Indicatore per radar (SCR521). Tubi 4-6AC7, 3-6H6, 1-5BP1.
*BC*-728 = Ricevitore a pulsante 2-5 MHz. 6 Tubo. 2 o 6V.
*BC* 733*D* = Ricevitore per localizzatore 108-120 MHz in 10 Canali e 6 cristalli. Tubi 3-717A, 1-12SQ7, 1-12A6, 2-12SG7, 1-12AH7, 2-12SR7.
*BC*-788 = Ricevitore 420-450 MHz. MF 30 MHz. Sei stadi di MF. (tubo 6AG5).
*BC*-929 = Oscilloscopio per radar 110V 400 Hz.
*BC*-939 = Sintonizzatore di antenna per trasmettitore BC610.
*BC*-946B = Vedere ricevitore BC 453A (copre 520-1500 kHz).
*BC*-947*A* = Trasmettitore UHF 3000 MHz. Alim. 115V ac.
*BC*-966*A* = per IFF sui 2 metri. 14 tubi. 350V.
*BC* 1023*A* = Ricevitore per radiofari 75 MHz tubi 6SO7, 6U6G, 6SC7, 12SH7. Alim. 12 o 24 V cc.
*BC*-1068*A* = vedere BC 1161A
*BC*-1072*A* = Trasmettitore 150-200 MHz 11 Tubi. 115V ac. *(P. Soati)*

## sulle onde della radio

### Cina

Una stazione in relais con il 1° programma di Radio Pechino emette su 6790 kHz ed è dislocata a Chung-king. Inizia alle ore 23.00 ora italiana.

### Germania

Radio Europa Libera « RFE » da Monaco impiega le seguenti frequenze sulle gamme di 13, 16, 19 m. ed alle sguenti ore:

15135 (09.10-15.00)
15145 (06.50-19.10)
15170 (08.00-20.50)
15185 (07.54-11.00)
15195 (17.00-18.00)
(17.10-21.00)
15255 (09.00-16.40)
16226 (09.30-26.20)
(17.00-21.00)
15355 (09.40-16.40)
(17.30-20.45)
17725 (15.00-19.35)
17770 (09.10-18.50)
17805 (08.20-18.45)
17835 (08.10-16.40)
(17.00-20.00)
17875 (08.40-15.00)
17885 (08.00-20.00)
21485 (09.10-17.00)
21600 (17.00-19.00)
21665 (09.00-19.30)
21720 (08.10-19.00)
21745 (11.10-17.10)

### Giordania

La « J.B.S. » Jordan Broadcasting Service ha iniziato un nuovo servizio con un trasmettitore da 7,5 kW su 6020 kHz tra le ore 08.00 e le ore 12 e dalle ore 14.00 alle ore 17.00. Vengono richiesti rapporti di ricezione. La stazione di Amman (su 800 kHz) irradia solamente programmi in lingua araba alle 05.00-09.05, 12.00-14.05, 15.00-23.00. La stazione di Gerusalemme che trasmette in inglese alle ore 12.00-13.00, 16.00-17.00 emette anche in arabo dalle ore 13.00-16.00.

### Perù

La stazione OAXIA - Radio Delcar da Chiclayo emette su 6700 kHz ed ha abbandonato la frequenza abituale di 6150 kHz. Questa stazione è stata osservata dalle ore 05.00 alle ore 07.00.

### Turchia

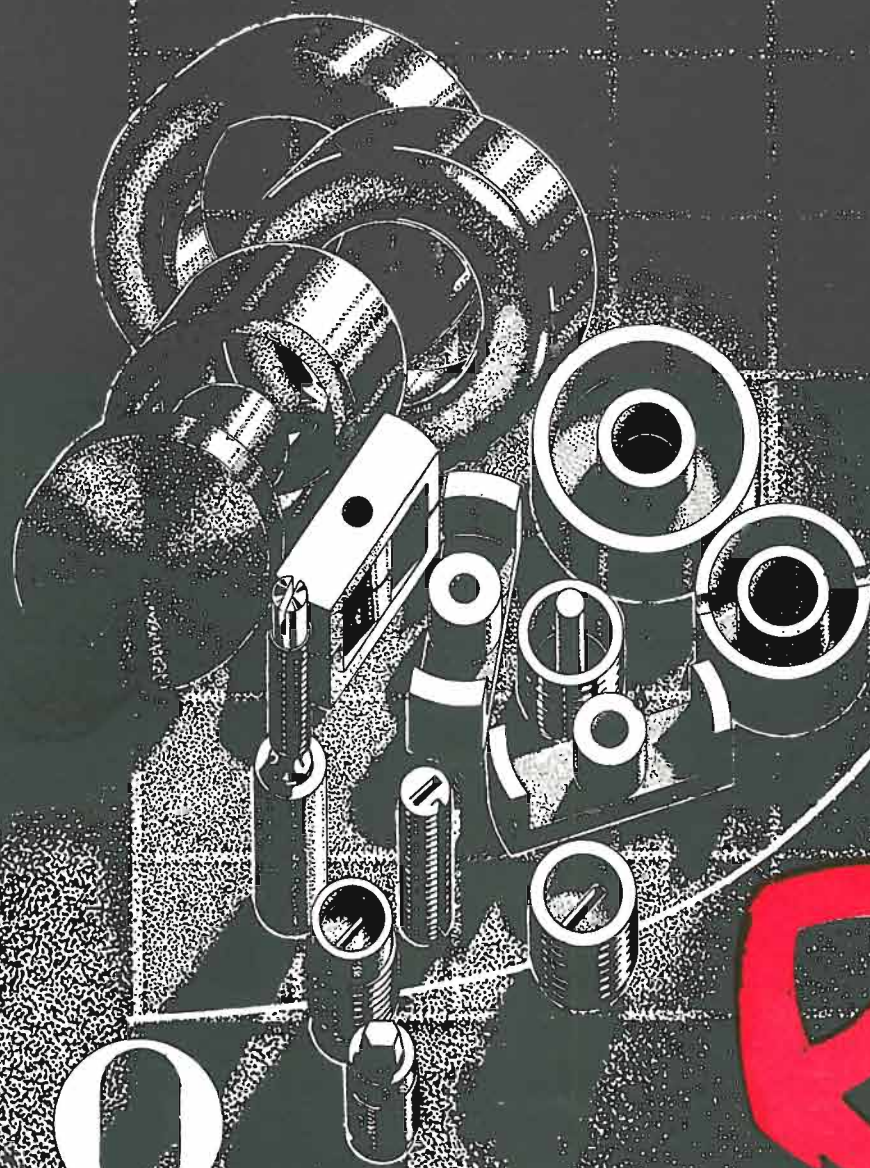
La stazione della Università Tecnica di Instambul ora emette su 6250 kHz dalle ore 20.00 alle ore 21.00. Ha abbandonato da tempo la frequenza di 7 MHz.

### Vietnam (Nord)

« La Voce del Vietnam » da Hanoi emette sulla nuova frequenza di 7019 kHz attorno alle ore 23.35. Sembra che tale frequenza sia stata adottata per sostituire quella di 7400 kHz.

### Vietnam (Sud)

Radio VTVN da Saigon emette i suoi programmi con la nuova scheda: su 1090, 6116 (20 kW), 6165, 9754 kHz dalle ore 23.45 alle ore 03.30 (dalle 02.15 fino alla chiusura esclusivamente su onde corte); 05.00-07.30, 10.00-17.00 in vietnamese; su 878, 7265 kHz dalle ore 23.45 alle ore 03.30 (alle ore 02.15 fino alla chiusura esclusivamente su onde corte), 05.30-08.45 (dalle ore 08.00-08.45 esclusivamente su onde corte), 11.00-17.00.
In inglese dalle ore 01.15-01.45, 07.00-07.45, 14.45-15.45. In vietnamese dalle ore 23.45-01.15, 02.15-03.30, 05,30-07.00, 07.45-08.45, 11.00-14.15, 16.00-16.30. In thailandese dalle ore 01.45-02.15, 14.15-14.50. Trasmissioni musicali dalle ore 16.30-17.00. Su 750, 1390, 9620 kHz dalle ore 23.45-03.15, 05.30-09.15, 11.00-17.00. In francese dalle ore 01.00-02.00, 06.00-07.00, 12.30-16.30. In vietnamese dalle ore 23.45-01.00, 05.30-06.00, 07.00-07.30, 16.30-17.00. In chinese dalle ore 02.00-03.15, 07.30-08.15, 11.00-12.00. In cambogiano dalle ore 12.00-12.30.

*(Micron)*

# Testers analizzatori capacimetri misuratori d'uscita

NUOVI MODELLI BREVETTATI 630-B (Sensibilità 5.000 Ω x Volt) e Mod. 680-B (Sensibilità 20.000 Ω x Volt) CON FREQUENZIMETRO!!

## ATTENTI ALLE IMITAZIONI!!

ESIGETE SOLO I NUOVI MODELLI I.C.E. SENZA ALCUN COMMUTATORE E CON FREQUENZIMETRO!!

**IL MODELLO 630-B** presenta i seguenti requisiti:

- Altissime sensibilità sia in C. C. che in C. A. (5.000 OhmsxVolt)
- 30 portate differenti!
- **ASSENZA DI COMMUTATORI sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione totale di guasti dovuti a contatti imperfetti**
- **FREQUENZIMETRO a 3 portate = 0/50; 0/500; 0/5000 Hz.**
- CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- MISURATORE D'USCITA tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale: 0 db = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- MISURE D'INTENSITÀ in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C.A. con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti
- OHMMETRO A 5 PORTATE (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO 100 "cento„ mègaohms!!-).
- Strumento anti urto con sospensioni elastiche e con ampia scala (mm. 90 x 80) di facile lettura.

Dimensioni mm. 96 x 140: Spessore massimo soli 38 mm. Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

**IL MODELLO 680-B** è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** il numero delle portate è ridotto a 28; comprende però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

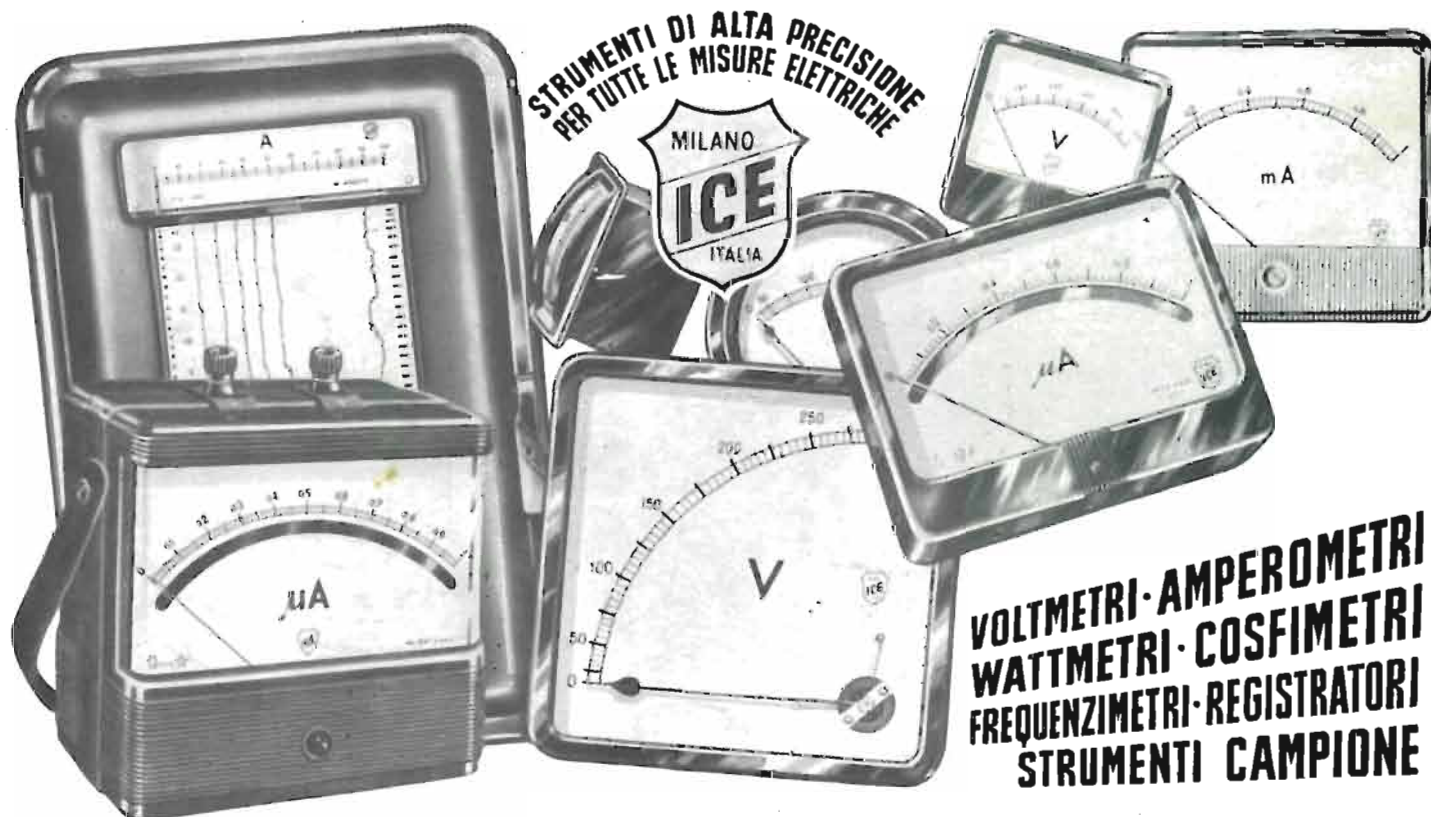
**PREZZO** propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

**Tester modello 630-B L. 8.860!!!**

**Tester modello 680-B L. 10.850!!!**

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale di istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. stabilimento. *A richiesta astuccio in vinilpelle* L. 480.

Volendo estendere le portate dei suddetti Tester Mod. 630 e 680 anche per le seguenti misure Amperometriche in corrente alternata 250 mA-c a.; 1 Amp-c.a.; 5 Amp-c.a.; 25 Amp-c.a.; 50 Amp-c.a.; 100 Amp c a. richiedere il ns Trasformatore di corrente modello 168 del costo di sole L. 3980.

NUOVA SERIE BREVETTATA CON FREQUENZIMETRO!!

STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE

MILANO ICE ITALIA

VOLTMETRI · AMPEROMETRI
WATTMETRI · COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI · REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - VIA RUTILIA 19/18
TELEFONI: 531.554/5/6
TELEGRAMMI: ICE - RUTILIA - MILANO